

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

**Návrh a realizace vazebního členu stejnosměrných
zdrojů**

Design and Realisation of DC Sources Coupling Unit

2016

Bc. Marek Divílek

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Marek Divílek**

Studijní program: N2649 Elektrotechnika

Studijní obor: 2612T015 Elektronika

Téma: **Návrh a realizace vazebního členu stejnosměrných zdrojů**
Design and Realisation of DC Sources Coupling Unit

Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Proved'te rozbor možností pro paralelní spojování napěťových zdrojů.
2. Vyberte variantu vazebního členu vhodnou pro spojování elektrochemických zdrojů.
3. Navrhněte a dimenzujte obvodové prvky vybraného řešení.
4. Navrhněte konstrukční řešení laboratorního modelu vybrané varianty a model realizujte.

Seznam doporučené odborné literatury:

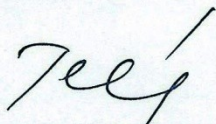
1. Anant Agarwal, Jeffrey H. Lang: Foundations of Analog and Digital Electronic Circuits, San Francisco 2005, ISBN 1-55860-735-8.
 2. Huelsman, P.L.: Basic Circuit Theory. Prentice-Hall International, 1991, ISBN 0-13-063157-4.
 3. Chlebiš, P.: Polovodičové měniče s měkkým spínáním, Ostrava 2004, ISBN 80-248-0643-6.
- Další literatura dle pokynů vedoucího diplomové práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

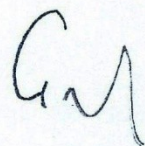
Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc.**

Datum zadání: 01.09.2015

Datum odevzdání: 29.04.2016



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty



Poděkování

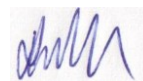
Rád bych poděkoval prof. Ing. Petru Chlebišovi, CSc. za cenné rady, věcné připomínky a vstřícnost při konzultacích. Dále bych rád poděkoval Ing. Petru Chamrádovi za pomoc při tvorbě řídicího algoritmu a Ing. Martinu Borskému za podnětné připomínky při realizaci laboratorního modelu měniče.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě, dne 29. 4. 2016

Podpis:



Abstrakt

Cílem diplomové práce je návrh a realizace rezonančního vazebního měniče, který umožňuje paralelní spojování elektrochemických zdrojů energie.

V teoretické části práce je nejprve proveden rozbor podmínek pro spojování napěťových zdrojů, dále pak popis principu měkkého spínání, principu rezonance a využití rezonanční vazby v měničích. Velká část práce je zaměřena na výběr vhodných součástek, dimenzování obvodových prvků, výpočet ztrátového výkonu apod. Na základě těchto výsledků byl vytvořen 3D model celého měniče, podle kterého byl realizován jeho fyzický laboratorní model.

V poslední části práce je provedeno porovnání naměřených hodnot na realizovaném měniči s teoretickými předpoklady a simulacemi vytvořenými v simulačním softwaru OrCAD PSpice a následně je provedeno závěrečné zhodnocení.

Klíčová slova

Měnič, rezonance, vazba, měkké spínání, paralelní řazení akumulátorů, vyrovnávací proud, ZVS, ZCS

Abstract

The objective of this thesis is the design and realization of the resonant coupling converter, which allows parallel connecting of electrochemical energy sources.

The theoretical part contains an analysis of the conditions for voltage sources connecting, then the description of the principle of soft switching, the principle of resonance and usage of resonant coupling in converters. Main part of this thesis is focused on the selection of suitable components, dimensioning of circuit elements, calculation of the power dissipation, etc. On these foundations a 3D model of the converter was created, and then according to this model was created a physical laboratory model of the converter.

The last part of the thesis is focused on a comparison between the measured values on physical model of converter and theoretical expectations with simulations created in OrCAD PSpice simulation software. Based on previous results a final assessment has been made.

Keywords

Converter, resonance, coupling, soft switching, parallel battery connection, balancing current, ZVS, ZCS

Seznam symbolů a zkratek

Symbol	Jednotka	Popis
$\pm HT, HV \pm$	-	Svorky pro připojení měřeného napětí na čidla napětí
$\pm V_C$	-	Napájecí svorky čidel napětí a proudu
A/D	-	Analogově/digitální
B	-	Šířka propustného pásma
C	F	Elektrická kapacita
C	-	Kondenzátor
CAN	-	Controller Area Network – Komunikační sběrnice
C_{CE}	-	Kondenzátor pro nastavení zkratové ochrany budiče
C_{ies}	F	Kapacita hradla tranzistoru
C_r	-	Rezonanční kondenzátor
$\check{C}I$	-	Čidlo napětí
$\check{C}U$	-	Čidlo proudu
D	-	Dioda
DMA	-	Direct memory access – přímý přístup do paměti
DPS	-	Deska plošných spojů
e	-	Eulerovo číslo
E_{cond}	J	Energie při vedení tranzistoru
E_{off}	J	Energie při vypínání tranzistoru
E_{on}	J	Energie při zapínání tranzistoru
f	Hz	Frekvence
f_0, f_r	Hz	Rezonanční frekvence
f_{max}	Hz	Maximální hodnota frekvence
f_{sw}	Hz	Spínací frekvence
FU	-	Pojistka
G	S	Elektrická vodivost
$GPIO$	-	General purpose input/output – Vstupně/výstupní porty procesoru
I	A	Elektrický proud
$i(t)$	A	Okamžitá hodnota proudu
$I2C$	-	Inter-Integrated Circuit – Sériová sběrnice
I^2t	A ²	Tepelný integrál

I_C	A	Proud tekoucí kolektorem tranzistoru
i_C	A	Proud tekoucí kondenzátorem
I_F	A	Propustný proud
I_{FRMS}	A	Efektivní hodnota propustného proudu
$IGBT$	-	Insulated gate bipolar transistor – Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
i_L	A	Proud tekoucí cívkou
I_{Lr}	A	Proud tekoucí rezonanční cívkou
I_{max}	A	Maximální hodnota proudu
$I_{outPEAK}$	A	Špičkový výstupní proud
I_r	A	Proud tekoucí obvodem při rezonanci
i_R	A	Proud tekoucí rezistorem
I_S	A	Sekundární proud tekoucí měřicí svorkou čidla napětí nebo proudu
I_Z	A	Proud tekoucí do zátěže
j	-	Imaginární jednotka
$JTAG$	-	Joint Test Action Group – Testovací rozhraní procesoru
L	H	Indukčnost
L	-	Cívka, tlumivka
L_r	-	Rezonanční cívka
M	-	Svorka čidla nesoucí informaci o měřeném napětí nebo proudu
P	W	Elektrický výkon
PER	s	Perioda signálu
P_{FAV}	W	Střední hodnota ztrátového výkonu
P_{FAV_D}	W	Střední hodnota ztrátového výkonu diody
P_{FAV_IGBT}	W	Střední hodnota ztrátového výkonu IGBT tranzistoru
P_{TOT}	W	Celková hodnota ztrátového výkonu
PW	s	Šířka pulzu signálu
PWM	-	Pulse Width Modulation – Pulzně šířková modulace
Q	-	Činitel jakosti rezonančního obvodu
R	Ω	Elektrický odpor
R	-	Rezistor
R_{CE}	Ω	Rezistor pro nastavení zkratové ochrany budiče
r_d	Ω	Diferenciální odpor
$R_{G(off)}$	Ω	Vypínací rezistor tranzistoru
$R_{G(on)}$	Ω	Zapínací rezistor tranzistoru

R_i	Ω	Vnitřní odpor zdroje
R_L	-	Zatěžovací rezistor
R_M	-	Měřicí rezistor
R_{thc-h}	$K \cdot W^{-1}$	Tepelný odpor pouzdro – chladič
R_{thh-a}	$K \cdot W^{-1}$	Tepelný odpor chladič – okolí
R_{thj-a}	$K \cdot W^{-1}$	Tepelný odpor přechod – okolí
R_{thj-c}	$K \cdot W^{-1}$	Tepelný odpor přechod – pouzdro
R_{thj-cD}	$K \cdot W^{-1}$	Tepelný odpor přechod – pouzdro diody
R_{thj-cT}	$K \cdot W^{-1}$	Tepelný odpor přechod – pouzdro tranzistoru
R_{thj-h}	$K \cdot W^{-1}$	Tepelný odpor přechod – chladič
R_Z	Ω	Odpor zátěže
S	-	Spínač
SPI	-	Serial Peripheral Interface – Sériové rozhraní
T	s	Perioda signálu
t	s	Čas
T	-	Tranzistor
T_a	$^{\circ}C$	Teplota okolí
t_{bl}	s	Blanking time – Doba nečinnosti zkratové ochrany budiče
t_{cond}	s	Doba vedení součástky
TD	s	Doba zpoždění sepnutí spínače
TF	s	Doba poklesu sestupné hrany signálu
t_f	s	Doba vypínání
T_{jmax}	$^{\circ}C$	Maximální teplota přechodu součástky
t_{off}	s	Vypínací doba součástky
t_{on}	s	Zapínací doba součástky
TR	s	Doba nárůstu nástupné hrany signálu
t_r	s	Doba zapínání
U	V	Elektrické napětí
$u(t)$	V	Okamžitá hodnota napětí
$UART$	-	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter – Asynchronní sériové rozhraní
u_C	V	Okamžitá hodnota napětí na kondenzátoru
U_{CC}	V	Napájecí napětí
U_{CE}	V	Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru
$U_{CE(sat)}$	V	Saturační napětí tranzistoru

U_{CES}	V	Blokovací napětí
U_{CEstat}	V	Referenční napětí zkratové ochrany budiče
U_{Cr}	V	Napětí na rezonančním kondenzátoru
U_{GES}	V	Napětí hradlo - emitor
U_i	V	Vnitřní napětí zdroje
u_L	V	Okamžitá hodnota napětí na cívce
U_{max}	V	Maximální hodnota napětí
u_R	V	Okamžitá hodnota napětí na rezistoru
U_r	V	Napětí obvodu při rezonanci
U_{sat}	V	Saturační napětí tranzistoru
U_{T0}	V	Prahové napětí
X	Ω	Reaktance
X_C	Ω	Kapacitní reaktance
X_L	Ω	Indukční reaktance
Y	S	Admitance
Z	Ω	Impedance
Z_0	Ω	Charakteristická impedance
ZCS	-	Zero Current Switching – Spínání při nulovém proudu
ZVS	-	Zero Voltage Switching – Spínání v nule napětí
φ	$^\circ$	Úhel
ω	$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$	Úhlová frekvence
ω_0	$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$	Úhlová rezonanční frekvence

Obsah

Seznam symbolů a zkratek	5
Úvod	10
1 Rozbor podmínek při spojování napěťových zdrojů	11
2 Rezonanční měniče	13
2.1 Rezonanční obvody	14
2.1.1 Sériový rezonanční obvod	14
2.1.2 Paralelní rezonanční obvod	16
2.2 Měniče se spínáním v nule proudu	17
2.3 Měniče se spínáním v nule napětí	19
3 Návrh měniče	19
3.1 Princip činnosti měniče	20
4 Simulační část	22
5 Výběr součástek	26
5.1 Tranzistorový modul	26
5.2 Budiče	27
5.3 Řídicí systém	30
5.4 Tlumivky	31
5.5 Kondenzátory	31
5.6 Vybíjecí rezistor	33
5.7 Snímače	33
5.8 Jištění	35
5.9 Napájecí zdroj	35
6 Dimenzování chlazení	35
6.1 Určení ztrátového výkonu měniče	35
6.2 Výpočet tepelného odporu chladiče	37
6.3 Výběr chladiče	38
7 3D model měniče	39
8 Konstrukce měniče	42
9 Výsledky měření	44
10 Závěr	46
Literatura	47
Seznam příloh	49

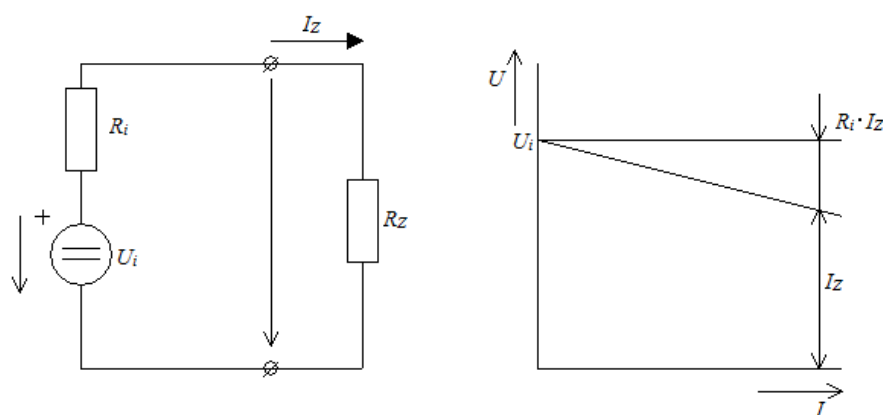
Úvod

Výroba elektrické energie z obnovitelných zdrojů je v dnešní době na vzestupu. Nevýhodou je jejich závislost na přírodních podmínkách, proto často dochází k velkým výkyvům v produkci elektrické energie. Aby se tyto výkyvy omezily, často se vyrobená energie uchovává v různých akumulacích soustavách, které jsou při nedostatku výroby schopny pokrýt požadavky na odběr elektrické energie. Nejčastějším prvkem akumulacích soustav jsou akumulátory. Aby bylo dosaženo požadovaných výkonových parametrů akumulací soustavy, je nutné jednotlivé akumulátory spojit do velkých celků a to buď sériově, paralelně nebo vzájemnou kombinací obou způsobů. Problém nastává v případě, chceme-li akumulátory řadit paralelně při různých hodnotách jejich napětí. V takovém případě začne obvodem protékat vyrovnávací proud, který je nežádoucí.

V úvodu diplomové práce je proveden rozbor způsobů a podmínek při spojování napěťových zdrojů. Na základě teoretických poznatků byl navrhnut měnič vhodný pro paralelní spojování elektrochemických zdrojů energie. Ve čtvrté kapitole je provedena simulace v programu OrCAD PSpice za účelem ověření funkčnosti navržené topologie měniče, následně je provedeno dimenzování a návrh všech dílčích komponentů měniče. Šestá kapitola se zabývá výpočtem ztrátového výkonu, na jehož základě bylo navrženo vhodné chlazení. V další části práce byl pomocí softwaru Autodesk Inventor vytvořen 3D model měniče, na jehož základě byl zkonstruován laboratorní model a na závěr byla ověřena jeho funkčnost.

1 Rozbor podmínek při spojování napěťových zdrojů

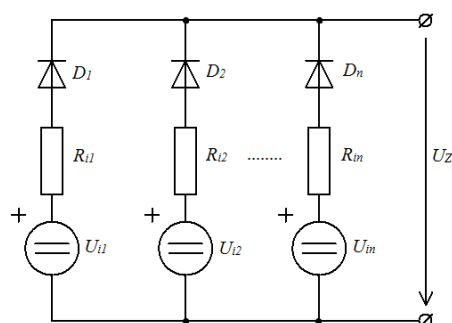
Ideální napěťový zdroj je zařízení, které na svých svorkách udržuje konstantní napětí bez ohledu na velikost a polaritu protékajícího proudu. Reálný napěťový zdroj navíc obsahuje sériový odpor R_i , který nazýváme vnitřní odpor zdroje. Chceme-li spojit do jednoho celku více napěťových zdrojů, spojujeme zdroje sériově nebo paralelně. Při sériovém řazení zdrojů se napětí všech dílčích zdrojů sčítají, toto zapojení slouží k vytvoření napěťového zdroje s vyšším napětím. Při paralelním řazení se naopak sčítají proudy dílčích zdrojů. V obou případech navýšíme celkový výkon, který soustava zdrojů může poskytovat.



Obrázek 1.1 - Schéma reálného napěťového zdroje a jeho zatěžovací charakteristika [3]

Napěťové zdroje je možné řadit paralelně jen za podmínky, že všechny dílčí zdroje budou mít shodnou velikost napětí. V opačném případě v obvodu začne protékat vyrovnávací proud. Velikost tohoto proudu závisí jak na rozdílu napětí dílčích zdrojů, tak na hodnotě jejich vnitřních odporů. Vzhledem k tomu, že napěťové zdroje mají velmi nízký vnitřní odpor, mohou vyrovnávací proudy dosahovat vysokých hodnot. Vyrovnávací proudy pak dále způsobují tepelné ztráty na vnitřních odporech zdrojů a klesá tak celková účinnost a spolehlivost celého zapojení.

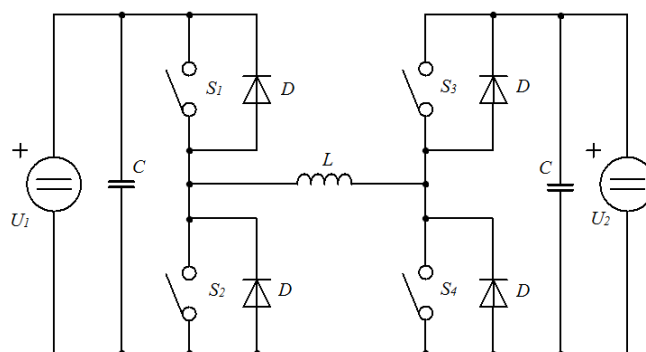
Abychom zabránili vzniku výše uvedených nežádoucích stavů, je nutné obvod ošetřit různými ochrannými prvky. Nejčastěji se pro tyto případy využívají ochranné diody, které sice zamezí vzniku vyrovnávacího proudu, ale nedovolí průchod obou polarit proudu. Na příkladu z obr. 1.2 je možné energii ze zdrojů odebírat, není však možné energii zdrojům dodávat, např. při jejich nabíjení.



Obrázek 1.2 - Příklad paralelního řazení zdrojů napětí s využitím ochranných diod

Proto je z praktického hlediska vhodné zdroje napětí paralelně spojovat pomocí vazebních členů, které zamezí vzniku vyrovnávacích proudů. Při vhodném návrhu obvodového uspořádání můžeme nejen docílit obou polarit proudů, ale také můžeme tyto členy řídit a dosáhnout tak požadovaných hodnot součtového výkonu.

V praxi se často jako vazební členy využívají zařízení, která využívají induktivní vazby. Buď pomocí cívky u galvanicky neoddělených aplikací, nebo pomocí transformátoru u aplikací s galvanickým oddělením. Výhodou vazebního členu bez galvanického oddělení je, že dílčí zdroje jsou spojeny přímo a chovají se tak jako jeden velký celek s jedním společným potenciálem. Další výhodou jsou nižší ztráty a tedy i vyšší účinnost vazby. Nevýhodou je naopak vznik problémů s bezpečností galvanicky neodděleného zařízení, např. možnost vzniku velkých zkratových proudů v případě poruchy.



Obrázek 1.3 - Dvoukvadrantový pulzní měnič s reverzací proudu

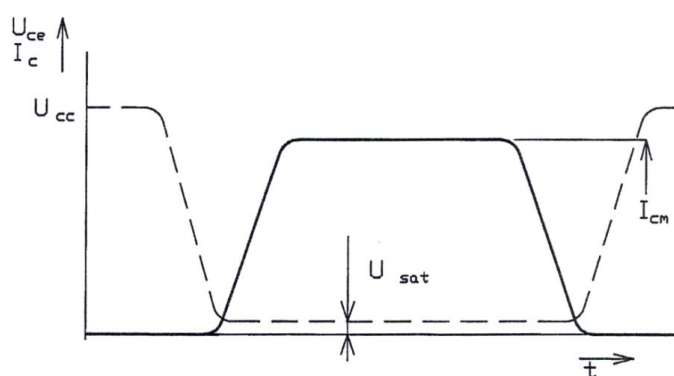
Na obrázku 1.3 vidíme konkrétní příklad měniče pro paralelní spojování napěťových zdrojů. Jedná se o dvoukvadrantový pulzní měnič s reverzací proudu. Tento měnič umožňuje přelévati energii jak ze zdroje U_1 do zdroje U_2 , tak i obráceně ze zdroje U_2 do zdroje U_1 . V prvním případě, kdy je energie přesouvána ze zdroje U_1 , jsou sepnuty spínače S_1 a S_4 . Po jejich rozepnutí se energie akumulovaná v cívce L přesune přes diody spínačů S_2 a S_3 do zdroje U_2 . Chceme-li obrátit tok energie a přesouvat ji ze zdroje U_2 , jsou sepnuty spínače S_3 a S_2 . Výhodou tohoto zapojení je, že směr toku energie nezávisí na velikosti napětí jednotlivých zdrojů a můžeme ji tak přelévati i ze zdroje s nižším

napětím do zdroje s napětím vyšším. Další výhodou tohoto zapojení je fakt, že jakmile oba zdroje dosáhnou shodného napětí, je možné je spojit přímo bez použití měniče nebo stálým sepnutím spínačů S_1 a S_3 . Tato varianta ale s sebou nese nevýhodu v podobě přidaných ztrát na cívce L a spínačích S_1 a S_3 . [2, 3, 4]

2 Rezonanční měniče

Nevýhodou měničů napětíového typu je vznik komutačních ztrát, které často označujeme jako ztráty spínací (příp. vypínací). Tyto ztráty jsou největší v režimu tzv. tvrdého spínání, při kterém proud komutuje ze spínače na nulovou diodu a naopak. Jednou z možností, jak se těmto ztrátám vyhnout, je použití tzv. rezonančních měničů, které využívají rezonančního děje mezi kondenzátorem a cívkou.

Spínací ztráty jsou u rezonančních měničů omezovány dvěma způsoby. První způsob spočívá ve spínání spínače při nulovém proudu. Tato metoda se nazývá ZCS (Zero Current Switching). Druhým způsobem je spínání spínače v nule napětí – ZVS (Zero Voltage Switching). Měniče, které využívají některou z výše uvedených metod, patří do kategorie měničů s tzv. měkkým spínáním. Ztrátový výkon jakékoliv polovodičové součástky je závislý na součinu úbytku napětí na dané součástce a proudu, který touto součástkou prochází a také na spínací frekvenci. Budeme-li tedy spínat součástku při nulovém proudu nebo při nulovém napětí, omezíme tak zapínací (příp. vypínací) ztráty na minimum nebo je úplně eliminujeme. Další výhodou je možnost dosažení vyšších spínacích frekvencí. Výhoda měkkého spínání je také snížení velikosti napětíových i proudových špiček, které vyzařují do okolí měniče elektromagnetické pole. Toto pole může svým působením ohrozit funkčnost samotného měniče i okolních zařízení. Zmenšením napětíových a proudových špiček tedy zvýšíme elektromagnetickou kompatibilitu měniče. [2, 9]



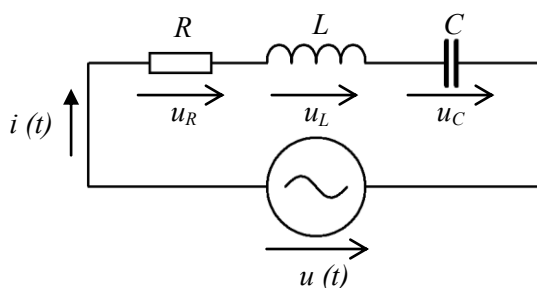
Obrázek 2.1 - Průběhy napětí a proudu při spínání odporově-induktivní zátěže v nule proudu [2]

2.1 Rezonanční obvody

Rezonanční obvod vzniká spojením nejméně dvou akumulacních prvků. Tyto prvky musejí vykazovat navzájem opačný charakter. Za prvek napěťového charakteru se považuje kondenzátor, proudový charakter má cívka. Dodáme-li do jednoho prvku rezonančního obvodu jednorázovou dávku energie, začne docházet k periodické výměně této energie mezi kondenzátorem a cívkou, což znamená, že obvod vykazuje vlastní kmity – kmitá. Dodaná energie se ale postupně mění na teplo, takže kmity jsou tlumené a postupně zanikají. V závislosti na způsobu zapojení jednotlivých prvků rozlišujeme dva základní typy rezonančních obvodů – sériové a paralelní. [3, 5]

2.1.1 Sériový rezonanční obvod

Ideální sériový rezonanční obvod je složen ze sériové kombinace kondenzátoru, cívky a rezistoru, který reprezentuje činné ztráty na kondenzátoru a na vinutí cívky. [3, 5]



Obrázek 2.2 - Sériový rezonanční obvod [5]

Impedance sériového rezonančního obvodu

$$Z(\omega) = R + j \cdot \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = R + jX = Z \cdot e^{j\varphi} \quad (2.1)$$

Charakteristická impedance sériového rezonančního obvodu

$$Z_0 = \omega_0 L = \omega_0 \cdot \frac{1}{C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.2)$$

Kvalita rezonančního obvodu je vyjadřována činitelem jakosti

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{Z_0}{R} \quad (2.3)$$

Nastane-li v sériovém rezonančním obvodu stav, kdy je indukční reaktance rovna kapacitní reaktanci, obvod se nachází v rezonanci a platí Thomsonův vztah

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

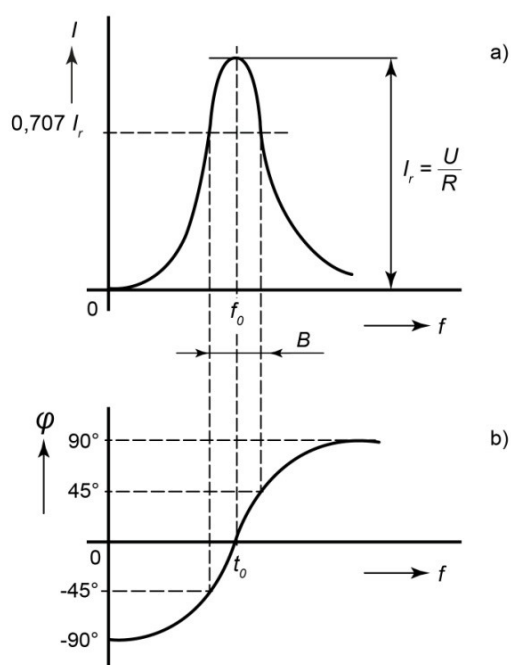
$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

Při rezonanci klesá impedance obvodu na minimální hodnotu

$$Z = R \quad (2.6)$$

Proud procházející obvodem nabývá maximální hodnoty danou vztahem

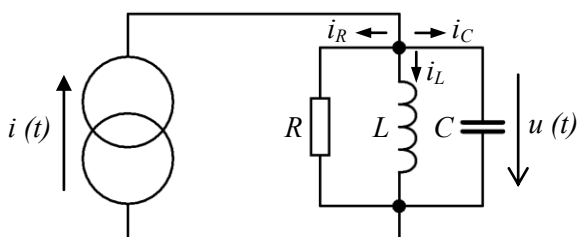
$$I = \frac{U}{R} \quad (2.7)$$



Obrázek 2.3 - Charakteristiky sériového rezonančního obvodu
 a) amplitudová, b) fázová [5]

2.1.2 Paralelní rezonanční obvod

Je složen z paralelní kombinace rezistoru, cívky a kondenzátoru. Rezistor R reprezentuje činné ztráty na kondenzátoru a cívce. Paralelní a sériové rezonanční obvody jsou navzájem duální. [3, 5]



Obrázek 2.4 - Paralelní rezonanční obvod [5]

Admitance paralelního rezonančního obvodu

$$Y(\omega) = \frac{1}{Z(\omega)} = G + j \cdot \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \quad (2.8)$$

Charakteristická impedance paralelního rezonančního obvodu je shodná se sériovým rezonančním obvodem a platí tak vztah 2.2.

Činitel jakosti je vyjádřen vztahem

$$Q = \omega_0 CR = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{R}{Z_0} = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{\omega_0 LG} \quad (2.9)$$

Nastane-li v paralelním rezonančním obvodu stav, kdy je indukční reaktance rovna kapacitní reaktanci, obvod se nachází v rezonanci a platí Thomsonův vztah

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.10)$$

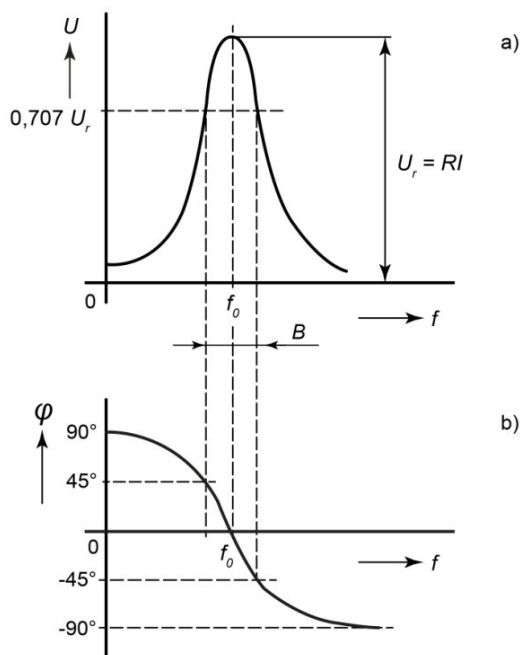
$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (2.11)$$

Při rezonanci klesá admitance obvodu na minimální hodnotu

$$Y = G \quad (2.12)$$

Napětí v obvodu při rezonanci nabývá maximální hodnoty

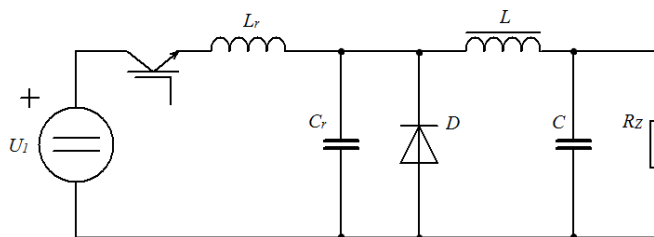
$$U = \frac{I}{G} = RI \quad (2.13)$$



Obrázek 2.5 - Charakteristiky paralelního rezonančního obvodu
a) amplitudová, b) fázová [5]

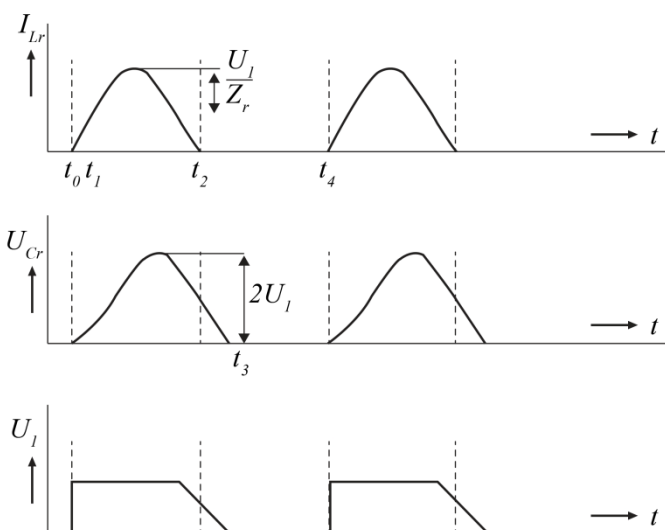
2.2 Měníče se spínáním v nule proudu

Základní zapojení rezonančních měničů spínaných v nule proudu (ZCS) jsou zapojení s rezonančním kondenzátorem připojeným paralelně k zátěži nebo ke spínači. Příklad zapojení s kondenzátorem připojeným paralelně k zátěži je uveden níže na obrázku 2.6. Metodu spínání v nule proudu je výhodné aplikovat, používáme-li jako spínač tranzistor IGBT, jelikož u tohoto typu tranzistorů nastává jev označovaný jako „current tailing“. Tento jev je charakteristický rychlým uzavřením řídicí MOSFET struktury a následným pomalým zavíráním bipolární výkonové struktury IGBT tranzistoru. Toto pomalé zavírání způsobuje zvýšené vypínací ztráty tranzistoru a právě metoda ZCS tyto ztráty pomáhá eliminovat. [9, 10]



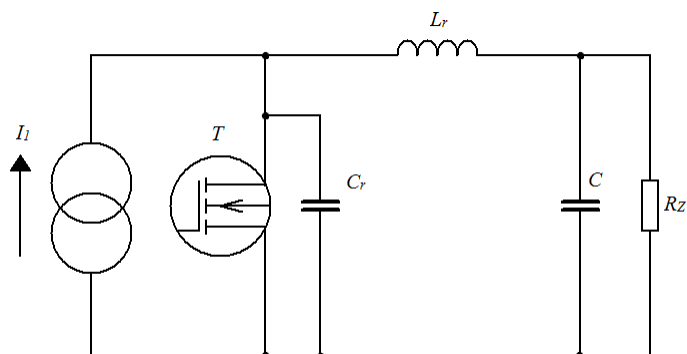
Obrázek 2.6 - Schéma měniče spínaného v nule proudu [1]

Tranzistor v měniči na obrázku 2.6 spíná a vypíná obvod v nule proudu, a proto jsou celkové ztráty i rušení velmi malé. Doba, po kterou je tranzistor sepnut, je konstantní a je určena polovinou doby trvání rezonančního děje, jehož doba trvání závisí na kapacitě rezonančního kondenzátoru C_r a indukčnosti rezonanční cívky L_r . Po sepnutí tranzistoru proud protékající rezonanční indukčností L_r nejprve roste lineárně, jelikož je kondenzátor C_r zkratován pomocí diody D , která je otevřená, jelikož jí prochází proud, který generuje tlumivka L . Jakmile tento proud vzroste na velikost výstupního proudu, dioda se uzavře, protože v tomto okamžiku začíná být polarizována v závěrném směru. V tomto okamžiku dochází k nabíjení kondenzátoru C_r . Obvod $L_r C_r$ je tak v rezonanci, jejíž kmitočet odpovídá vztahu $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$. Kondenzátor C_r je nabit na napětí $2U_1$. V další fázi je tranzistor rozepnut a dioda D je tak polarizována v závěrném směru, jelikož napětí kondenzátoru C_r je vyšší než napětí výstupní. Kondenzátor C_r je postupně vybit stálým proudem do akumulární cívky L . Jakmile se kondenzátor C_r vybijí, proud do akumulární cívky zanikne a dioda D je v tento okamžik polarizována v propustném směru. Tranzistor je dále opět sepnut a celý tento děj se periodicky opakuje. [1, 2]



Obrázek 2.7 - Průběhy napětí a proudů v rezonačním měniči uvedeném na obr. 2.6 [1]

2.3 Měníče se spínáním v nule napětí



Obrázek 2.8 - Schéma měniče spínaného v nule napětí [1]

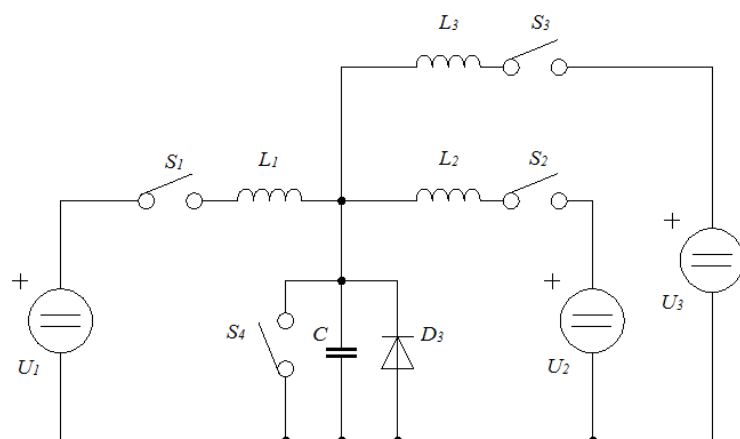
Tranzistor v měniči uvedeném na obrázku 2.8 je spínán při nulovém napětí rezonančního kondenzátoru C_r , díky čemuž je možné dosáhnout velmi vysokých spínacích frekvencí, při zachování relativně malých spínacích ztrát.

Po rozepnutí tranzistoru T se nabíjí kondenzátor C_r a napětí se na něm lineárně zvětšuje. Jakmile se kondenzátor nabije na dostatečnou hodnotu, začne tlumivkou L_r protékat proud a kondenzátor se tak vybíjí. V tomto okamžiku je sepnut tranzistor T a proud teče do zátěže. Regulace výstupního napětí se provádí délkou sepnutí tranzistoru T . [1]

3 Návrh měniče

Navrhovaný měnič musí splňovat následující požadavky – k měniči musí být možno paralelně zapojit až tři akumulátory, jejichž napětí může dosahovat hodnoty až 100 V. Napětí jednotlivých akumulátorů se mohou lišit, proto měnič musí zabránit vzniku vyrovnávacích proudů. Měnič musí být schopen vyrovnávat napětí jednotlivých akumulátorů, což znamená, že energii z akumulátorů musí odebírat i dodávat. Měnič má být dimenzován pro proud až 10 A. Hodnota rezonanční frekvence bude až 50 kHz a musí být v určitém rozsahu nastavitelná.

Na základě teoretických znalostí a předpokladů z kapitol 1 a 2 a výše uvedených požadavků byl navrhnut měnič, který bude sloužit jako vazební člen pro paralelní spojování akumulátorů a následně bude realizován jeho funkční laboratorní model. Zjednodušené schéma měniče je uvedeno na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1 - Zjednodušené schéma navrhnutého měniče

3.1 Princip činnosti měniče

Princip činnosti měniče vychází ze dvou základních pracovních taktů. V prvním taktu je akumulční kondenzátor C nabit jednou z akumulátorových větví a ve druhém taktu je tato akumulovaná energie přelita do jiné větve s akumulátorem. Například budeme-li chtít přelévati energii z akumulátoru U_1 do akumulátorů U_2 a U_3 , sepne v prvním taktu spínače S_1 a S_4 , spínače S_2 a S_3 necháme rozepnuty. Po sepnutí spínače S_4 je kondenzátor C zkratován, což zapříčiní nárůst proudu cívky L_1 . Po rozepnutí spínače S_4 se energie z cívky L_1 začne přelévati do kondenzátoru C a dojde tak k nárůstu jeho napětí, zatímco proud cívkou klesá. V okamžiku, kdy proud cívkou zanikne, je kondenzátor nabit na maximální hodnotu napětí, která činí dvojnásobek napětí U_1 . V dalším taktu je rozepnut spínač S_1 a sepnuty spínače S_2 a S_3 . Po sepnutí spínačů je energie z kondenzátoru přesunuta přes cívky L_2 a L_3 pomocí rezonančního pulzu do akumulátorů U_2 a U_3 . Jakmile je veškerá energie z kondenzátoru přenesena, spínače S_2 a S_3 se uzavřou a celý proces se opakuje do té doby, než se napětí jednotlivých akumulátorů nevyrovnají. Spínače S_1 , S_2 a S_3 v měniči pracují na principu spínání v nule proudu (ZCS), spínač S_4 pak na principu spínání v nule napětí (ZVS).

Aby bylo možno měnič realizovat, je nejprve nutné provést teoretické výpočty a jejich správnost následně ověřit v simulačním softwaru.

Při výpočtu budeme vycházet ze základních rovnic pro kmitavý LC článek

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{LC} \quad (3.1)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f \quad (3.2)$$

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

Nyní můžeme provést dosazení

$$L = 220\mu H, C = 54nF \quad (3.4)$$

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{220 \cdot 10^{-6} \cdot 54 \cdot 10^{-9}}} = 46,18kHz \quad (3.5)$$

$$T = \frac{1}{f} = 21,66\mu s \quad (3.6)$$

Při rezonanci se energie kondenzátoru rovná energii cívky a platí tak rovnost

$$\frac{1}{2} \cdot L I_{max}^2 = \frac{1}{2} \cdot C U_{max}^2 \quad (3.7)$$

Po úpravě dostaneme vztah

$$I_{max}^2 = \frac{C}{L} \cdot U_{max}^2 \quad (3.8)$$

Probíhá-li ideální rezonanční děj v LC obvodu, kondenzátor se vždy nabije dvojnásobek napětí U_1 a tak můžeme vypočítat velikost proudu I_{max} . [2, 3, 8]

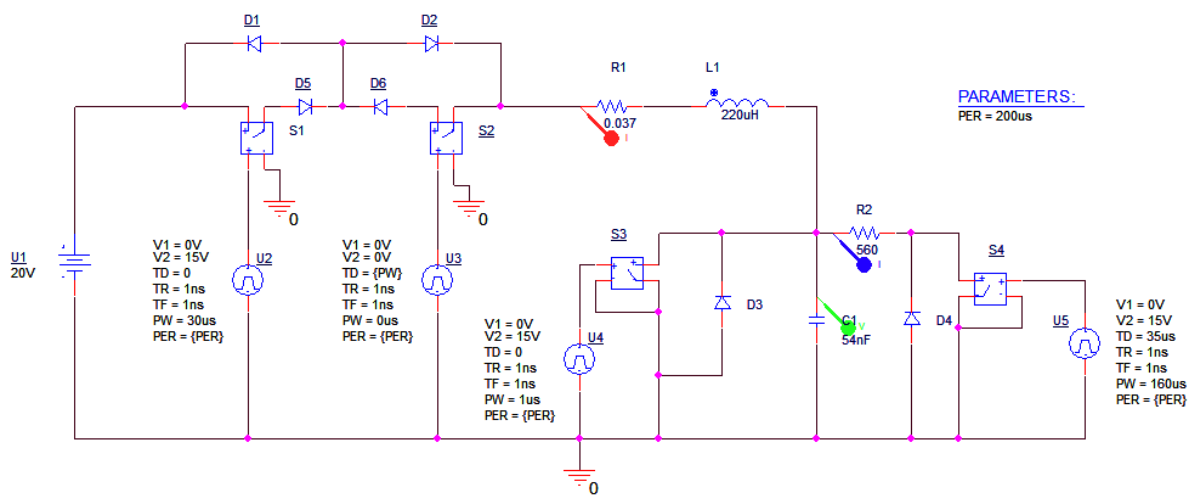
$$U_{max} = 2U_1 = 200V \quad (3.9)$$

$$I_{max}^2 = \frac{54 \cdot 10^{-9}}{220 \cdot 10^{-6}} \cdot 200^2 = 9,8A^2 \quad (3.10)$$

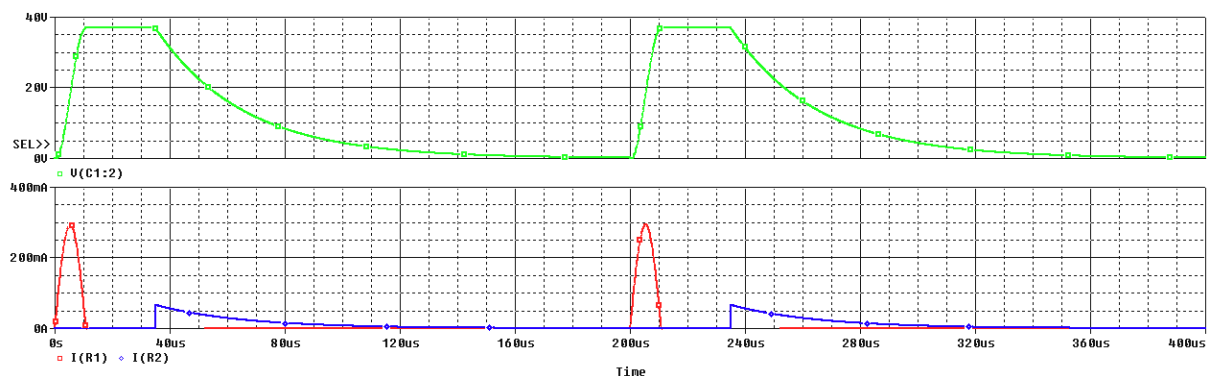
$$I_{max} = \sqrt{I_{max}^2} = 3,13A \quad (3.11)$$

4 Simulační část

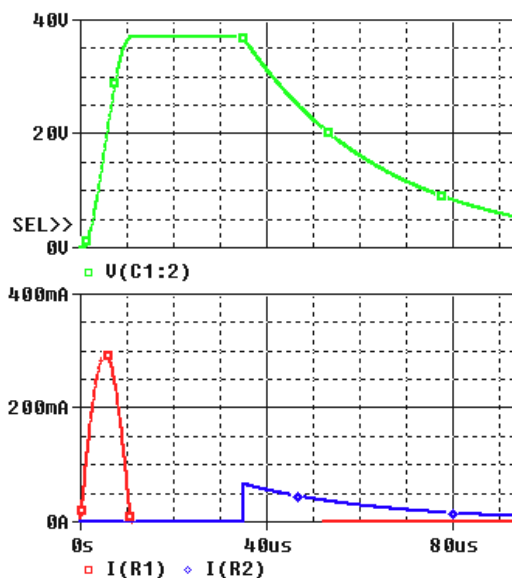
Simulační schéma vychází ze zjednodušeného schématu měniče na obrázku 3.1. První část simulace na obrázcích 4.1 až 4.3 dokládá funkčnost principu rezonance v navrhovaném měniči. Princip spočívá v nabití cívky L_1 ze zdroje U_1 a v následovném přesunutí její energie do kondenzátoru C_1 pomocí rezonančního pulzu. Na závěr je kondenzátor vybit pomocí rezistoru R_2 a celý proces se periodicky opakuje. Výsledky simulace dokazují, že princip rezonance je funkční a návrh byl proveden správně.



Obrázek 4.1 - Simulační schéma při ověřování principu rezonance

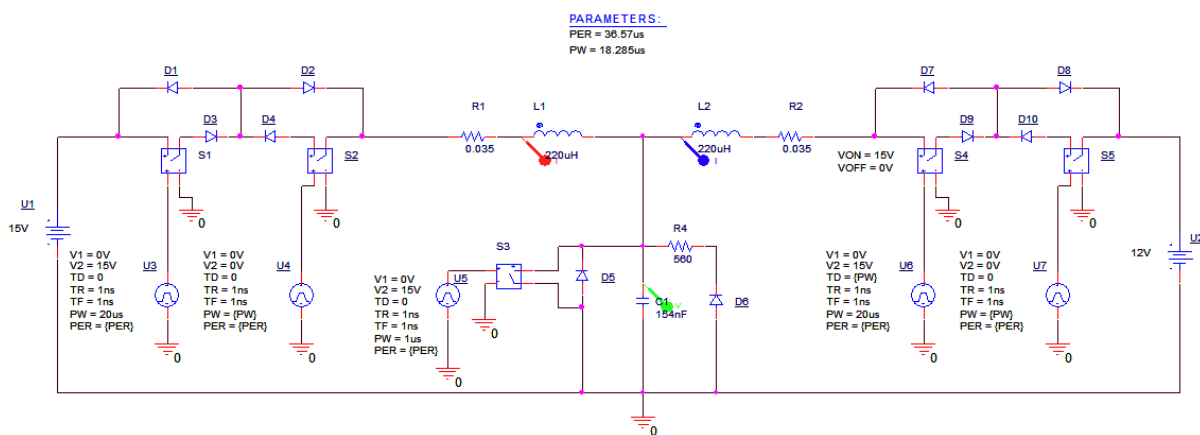


Obrázek 4.2 - Průběhy napětí a proudů při ověřování principu rezonance

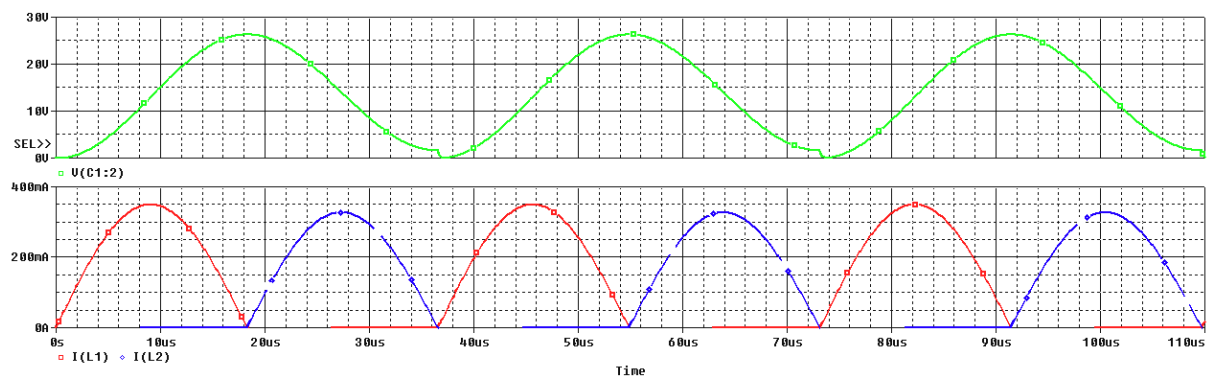


Obrázek 4.3 - Detail průběhů napětí a proudů při ověřování principu rezonance

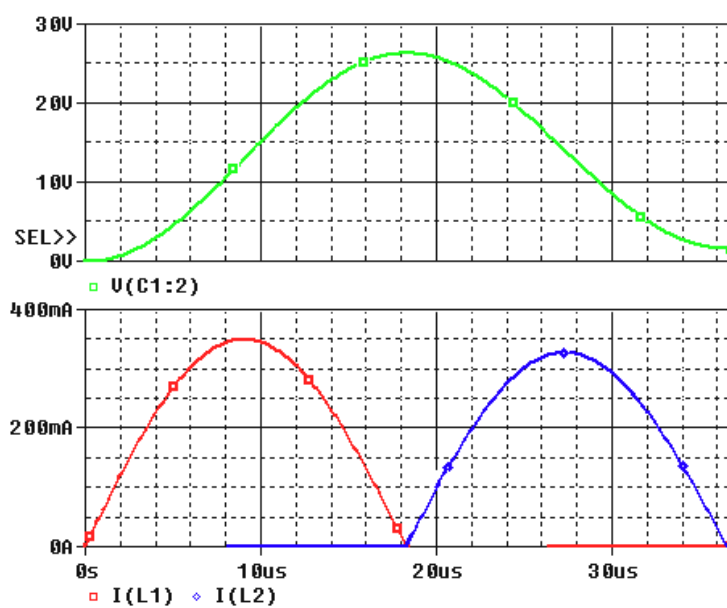
Na obrázku 4.4 je uvedeno simulační schéma paralelní vazby dvou napěťových zdrojů. V tomto případě je energie přesouvána ze zdroje U_1 do zdroje U_2 následujícím způsobem. Ze zdroje U_1 je nabita cívka L_1 a následně je její energie přesunuta pomocí rezonačního pulzu do kondenzátoru C_1 . Následně je energie kondenzátoru přesunuta do cívky L_2 a dále do zdroje U_2 . Celý proces se opakuje tak dlouho, dokud se napětí na obou zdrojích nevyrovnají.



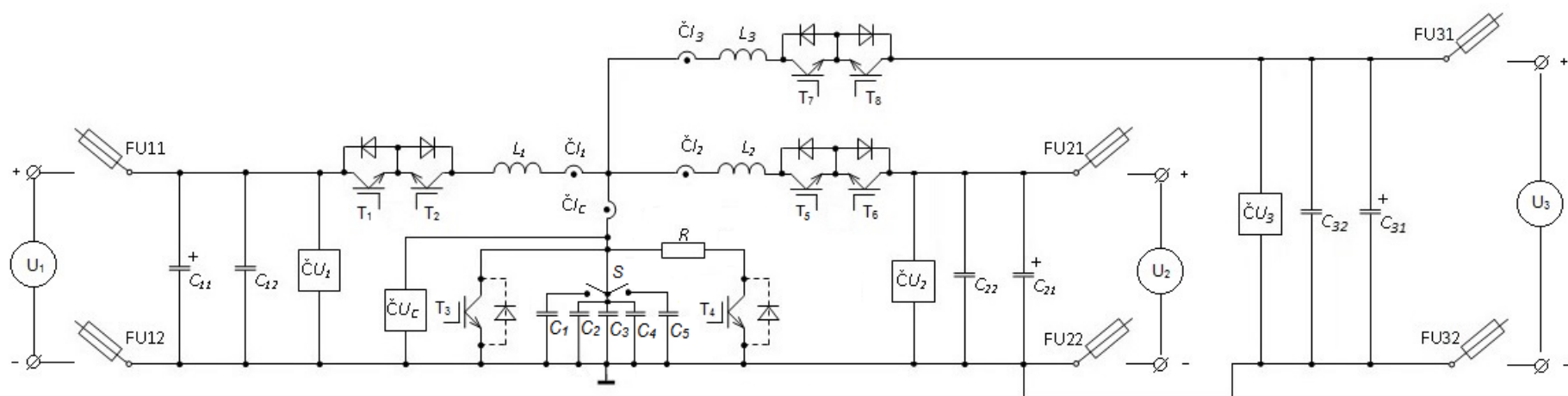
Obrázek 4.4 - Simulační schéma při přesouvání energie ze zdroje U_1 do zdroje U_2



Obrázek 4.5 - Průběhy napětí a proudů při přesouvání energie ze zdroje U_1 do zdroje U_2



Obrázek 4.6 - Detail průběhů napětí a proudů při přesouvání energie ze zdroje U_1 do zdroje U_2

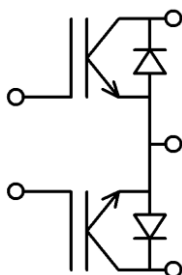


Obrázek 4.7 - Schéma realizovaného měniče

5 Výběr součástek

5.1 Tranzistorový modul

Pro praktickou realizaci měniče byl vybrán tranzistorový modul od firmy Semikron s označením SK60GM123. Jedná se o dva antisériově zapojené IGBT tranzistory, každý z nich je navíc doplněn zpětnou diodou. [11]



Obrázek 5.1 - Vnitřní zapojení IGBT modulu SK60GM123 [11]

Tab. 1 - Vybrané parametry modulu [11]

Maximální hodnoty				
Tranzistor				
Blokovací napětí		U_{CES}	1200	V
Napětí hradlo - emitor		U_{GES}	± 20	V
Kolektorový proud		I_C	60	A
Špičkový kolektorový proud		I_{CM}	120	A
Zpětná dioda				
Propustný proud		I_F	60	A
Diferenciální odpor		r_d	16	m Ω
Prahové napětí		U_{T0}	1,2	V
Tepelný odpor přechod - pouzdro		R_{thj-c}	0,7	K/W
Další hodnoty				
Saturační napětí kolektor - emitor	$I_C = 50 \text{ A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	$U_{CE(sat)}$	3,1	V
Doba zapínání	$U_{CC} = 600 \text{ V}, U_{GE} = \pm 15 \text{ V}$	t_r	45	ns
Doba vypínání	$R_{G(on)} = R_{G(off)} = 23 \Omega$	t_f	45	ns
Kapacita hradla		C_{ies}	3,3	nF
Tepelný odpor přechod - pouzdro		R_{thj-c}	0,6	K/W

5.2 Budiče

Budič je zařízení, které má za úkol generovat řídicí signál vhodný pro spínání polovodičových spínacích prvků a především zabezpečit galvanické oddělení řídicí a výkonové části měniče. Toto oddělení je nejčastěji provedeno pomocí impulzního transformátoru, v některých případech i optočlenem. Velmi důležitou součástí budiče jsou rychlé elektronické ochrany, jejichž úkolem je zajistit "nezničitelnost" řízeného polovodičového prvku. Informaci o nestandardním stavu kterékoli ochrany je nutno hlásit zpět do řídicího systému, a to opět galvanicky odděleným způsobem. [6]

Požadavky na budiče

- Galvanické oddělení
- Minimální vnitřní dynamický odpor
- Eliminace vysokého odporu v oblasti hradla
- Možnost plovoucího provozu tranzistorů
- Malé zbytkové napětí ve vypnutém stavu
- Minimální vazební kapacita mezi budičem a zátěží
- Kompaktní provedení bez parazitních indukčností [7]

Pro zvolený IGBT modul byl vybrán budič Skyper 32 Pro R od firmy Semikron. Tento budič disponuje dvěma kanály, což znamená, že může současně řídit dva tranzistory. Jelikož se realizovaný měnič skládá z celkem osmi tranzistorů, budou zapotřebí čtyři tyto budiče. Zmíněný budič není možné přímo spojit s IGBT modulem, ale je nutné jej zapojit do tzv. přizpůsobovací desky. V našem případě se bude jednat o desku s označením Board 1 Skyper 32 Pro R. Tato deska slouží k napájení budiče a především k vytvoření správného budičského signálu, který bude vhodný ke spínání IGBT modulů. Dále se na této desce provádí nastavení veškerých funkcí a parametrů budiče. Především jsou to ochranné funkce, jako například ochrana tranzistoru vůči přepětí, zkratová a tepelná ochrana, délka trvání ochranné doby (dead time) atd. Na přizpůsobovací desku se rovněž připojují rezistory $R_{G(on)}$ a $R_{G(off)}$, které ovlivňují zapínací a vypínací dobu tranzistorů. V našem případě byly použity následující funkce.

Doba trvání ochranné doby (dead time)

Nastavena hodnota *no interlock*. Touto volbou je vypnuta hardwarová ochranná doba. Pro naše potřeby je totiž nutné, aby při komutaci proudu z jednoho tranzistoru na druhý nedošlo k přerušení proudu cívkou. Potřebujeme tedy „zápornou“ ochrannou dobu, kterou budič hardwarově není schopen zajistit a bude tak nutné tuto dobu generovat softwarově v algoritmu řídicího systému.

Pokud by došlo k rozpojení obvodu ve chvíli, kdy je cívka nabitá, naindukovalo by se na ní napětí opačného směru o vysokých hodnotách a toto napětí by mohlo zničit celý tranzistorový modul.

Zkratová ochrana pomocí monitorování saturačního napětí (DSCP)

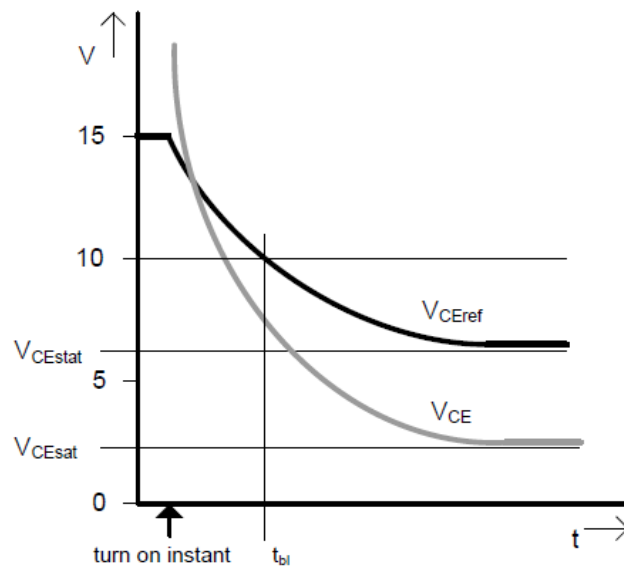
Obvod zkratové ochrany DSCP (*Dynamic Short Circuit Protection*) pracuje na následujícím principu. Při vypnutí tranzistoru je napětí mezi jeho kolektorem a emitorem (U_{CE}) rovno napájecímu napětí. Při sepnutí tranzistoru napětí U_{CE} exponenciálně klesá až na hodnotu U_{CEsat} (saturační napětí). Budič generuje referenční napětí U_{CEstat} , které rovněž při sepnutí tranzistoru exponenciálně klesá. Ochrana DSCP obě tato napětí monitoruje a porovnává. Doba mezi zapnutím tranzistoru a okamžikem, kdy jsou obě napětí porovnávána, se nazývá *blanking time*, t_{bl} . Pokud je po zapnutí tranzistoru a následném uplynutí doby t_{bl} napětí U_{CEsat} vyšší než napětí U_{CEstat} , ochrana tento stav vyhodnotí jako zkrat, zablokuje spínací pulzy a tranzistor je odpojen. Výchozí hodnota napětí U_{CEstat} je dána velikostí rezistoru R_{CE} , strmostí exponenciály po které toto napětí klesá, závisí na velikosti kondenzátoru C_{CE} . Obě tyto součástky musejí být na přizpůsobovací desku dodatečně připájeny. Minimální hodnota referenčního napětí U_{CEstat} je dána saturačním napětím daného tranzistoru, maximální hodnota pak činí 7V pro tranzistory s blokovacím napětím $U_{CES} = 1700V$ a 8V pro tranzistory s blokovacím napětím $U_{CES} = 1200V$. Čím menší je hodnota U_{CEstat} zvolena, tím je zkratová ochrana citlivější. Totéž platí i pro hodnotu t_{bl} , čím kratší je tato nastavena, tím rychleji ochrana reaguje na případný zkrat. V našem případě byla velikost referenčního napětí zvolena na $U_{CEstat} = 5,5V$, doba t_{bl} byla experimentálně určena na $t_{bl} = 5,1 \mu s$. [12, 13]

$$R_{CE} = -15,5 \cdot \ln \left(1 - \frac{U_{CEstat}}{8} \right) \quad (5.1)$$

$$R_{CE} = -15,5 \cdot \ln \left(1 - \frac{5,5}{8} \right) = 18 \, k\Omega \quad (5.2)$$

$$C_{CE} = \frac{t_{bl} - 2,1 - 0,11 \cdot R_{CE}}{0,00323} \quad (5.3)$$

$$C_{CE} = \frac{5,1 - 2,1 - 0,11 \cdot 18}{0,00323} = 315,8 \cong 330 \, pF \quad (5.4)$$



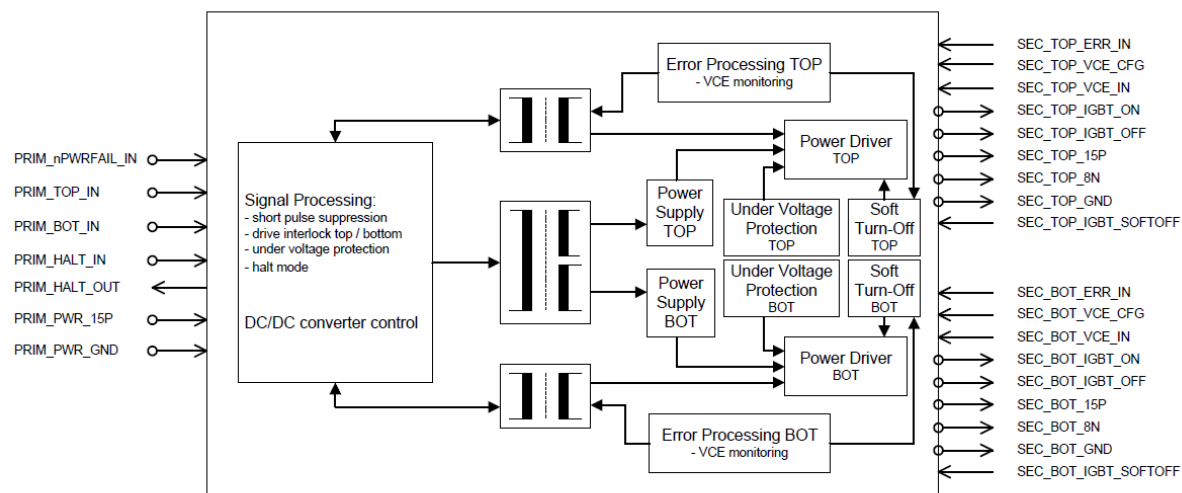
Obrázek 5.2 - Průběhy napětí při vyhodnocování zkratu ochranou DSCP [12]

Rezistory R_G

Na přizpůsobovací desku budiče je nutné připojit i zapínací a vypínací rezistory $R_{G(on)}$ a $R_{G(off)}$. Tyto rezistory jsou připojeny v sérii s řídicí elektrodou tranzistoru a ovlivňují rychlost jeho spínání. Hodnota rezistorů $R_{G(on)}$ a $R_{G(off)}$ se v praxi určuje experimentálně, jelikož závisí na mnoha faktorech, jako je například kapacita hradla tranzistoru, spínací frekvence, parazitní indukčnost, napětí v obvodu atd. Čím je jejich odpor nižší, tím je doba zapínání nebo vypínání kratší a naopak. S klesající zapínací dobou současně vzrůstá špičkový zapínací výkon a je tedy nutné zvolit kompromis mezi těmito veličinami. Pro naši aplikaci, při které je nutné dosáhnout poměrně vysoké spínací frekvence, musíme zvolit zapínací i vypínací rezistory s malou hodnotou, která byla experimentálně stanovena na $R_{G(on)} = R_{G(off)} = 18 \Omega$. [12, 13]

Vybrané parametry budiče

- Napětí $U_{CE} = 1700 V$
- Špičkový výstupní proud $I_{outPEAK} = 15 A$
- Strmost napětí $\frac{du}{dt} = 50 kV \cdot \mu s^{-1}$
- Maximální spínací frekvence $f_{max} = 50 kHz$
- Dva výstupní kanály
- Podpěťová, zkratová a tepelná ochrana
- $U_{G(on)} = 15 V$
- $U_{G(off)} = -7 V$ [12]



Obrázek 5.3 - Blokový diagram budiče Skyper 32 Pro R [12]

5.3 Řídicí systém

Pro řízení našeho měniče byl zvolen procesor Texas Instruments TMS320F28335. Jedná se o výkonný 32bitový digitální signálový kontrolér, který je schopen výpočtů v plovoucí řádové čárce. Procesor je spolu s dalšími periferiemi umístěn v sestavě řídicího systému, která byla vyvinuta na naší katedře. Tento systém se skládá celkem ze tří hlavních částí – z procesorové desky, desky analogových vstupů a výstupů a z desky digitálních vstupů a výstupů.

Vybrané parametry procesoru

- Frekvence až 150 MHz
- Velikost slova 32 bitů
- Možnost práce v plovoucí řádové čárce (Single-Precision Floating-Point Unit)
- Harvardská architektura
- 6 kanálový řadič DMA
- Flash paměť 256 kB
- 88 GPIO
- 58 kanálů přerušení
- 12 kanálů PWM
- tři 32bitové časovače
- 16 kanálový 12b A/D převodník
- JTAG
- SPI, I2C, UART, CAN rozhraní [14]

5.4 Tlumivky

Každá ze tří akumulátorových větví měniče obsahuje jednu tlumivku, která musí být dimenzována na proud minimálně 10 A. Pro naše účely byla zvolena tlumivka Feryster DTMS-47/0.22/15-V. Jedná se o vinutou tlumivku prstencovitého tvaru o rozměrech 53×24 mm. Jmenovitá indukčnost $L = 220 \mu H$, jmenovitý proud $I = 15 A$, odpor vinutí $R = 37,5 m\Omega$.

5.5 Kondenzátory

V měniči jsou použity celkem tři typy kondenzátorů - elektrolytické s velkou kapacitou určené pro filtraci vstupního napětí, dále pak tlumicí kondenzátory pro odfiltrování vysokofrekvenčních špiček napětí a kondenzátory meziobvodu pro akumulaci a přelévání energie mezi jednotlivými akumulátory. Tlumicí a především akumulční kondenzátory musí být dimenzovány na vysokou spínací frekvenci, což musí být zohledněno při jejich výběru.

Jako filtrační kondenzátor byl vybrán typ UVZ2E221MRD od firmy Nichicon o jmenovité kapacitě $C = 220 \mu F$ a jmenovitém napětí $U = 250 V$.

Tlumicí kondenzátory budou použity od firmy Wima, typ MKP1U031006D00MSSD. Jmenovitá kapacita $C = 100 nF$, jmenovité napětí $U = 2000 V$.

Akumulační meziobvod se bude skládat celkem z pěti paralelně řazených kondenzátorů o kapacitách $C_1 = C_2 = C_3 = 22 nF$ (Wima MKP1V022205I00KSSD), $C_4 = 10 nF$ (Wima MKP1V021005F00KSSD), $C_5 = 100 nF$ (Wima MKP1U031006D00MSSD). Kondenzátory C_1 až C_4 mají shodné jmenovité napětí o hodnotě $U = 2500 V$, jmenovité napětí kondenzátoru C_5 činí $U = 2000 V$. Takto vysoké hodnoty jmenovitého napětí byly zvoleny na základě snižující se napěťové zatížitelnosti kondenzátoru se vzrůstající frekvencí.

Důvodem pro použití pěti kondenzátorů v meziobvodu je možnost přepínání rezonanční frekvence měniče pomocí třípolohového přepínače.

Přepínač

Pro realizovaný měnič byl vybrán páčkový přepínač Arcoelectric C1720HOAAA. Tento přepínač disponuje třemi polohami (ON-OFF-ON). Jmenovitý proud $I = 16 A$, jmenovité napětí $U = 250 V$.

Výpočet rezonanční frekvence

Pro výpočet byl použit Thomsonův vztah

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (5.5)$$

První poloha přepínače

V první poloze přepínače je k tlumivce připojena paralelní kombinace kondenzátorů C_2 , C_3 a C_4 o celkové kapacitě hodnotě 54 nF . Výsledná rezonanční frekvence tak bude

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot (C_2 + C_3 + C_4)}} \quad (5.6)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{220 \cdot 10^{-6} \cdot (22 + 22 + 10) \cdot 10^{-9}}} = 46,18 \text{ kHz} \quad (5.7)$$

Druhá poloha přepínače

Ve druhé poloze přepínače je ke kondenzátorům C_2 , C_3 a C_4 paralelně připojen kondenzátor C_1 . Výsledná kapacita toho zapojení je rovna součtu kapacit všech kondenzátorů. Rezonanční frekvence se tak bude rovnat

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot (C_1 + C_2 + C_3 + C_4)}} \quad (5.8)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{220 \cdot 10^{-6} \cdot (22 + 22 + 22 + 10) \cdot 10^{-9}}} = 38,92 \text{ kHz} \quad (5.9)$$

Třetí poloha přepínače

Ve třetí poloze přepínače je ke kondenzátorům C_2 , C_3 a C_4 paralelně připojen kondenzátor C_5 . Výsledná frekvence se tedy bude rovnat

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot (C_2 + C_3 + C_4 + C_5)}} \quad (5.10)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{220 \cdot 10^{-6} \cdot (22 + 22 + 10 + 100) \cdot 10^{-9}}} = 27,34 \text{ kHz} \quad (5.11)$$

5.6 Vybíjecí rezistor

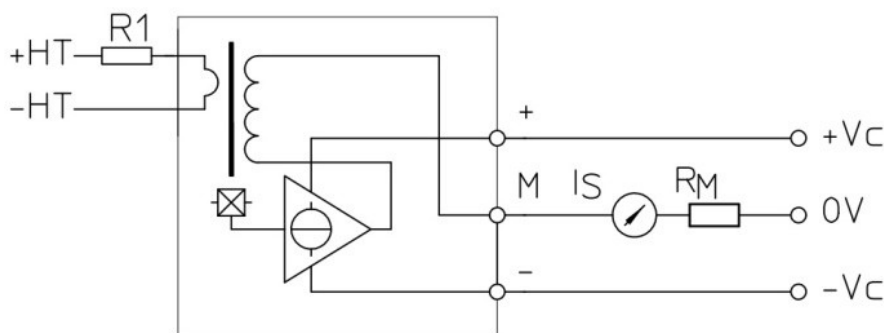
Rezistor R slouží k vybití akumulčního kondenzátoru C . Toto vybití bude jednorázově provedeno vždy před spuštěním měniče.

Pro tento účel byl vybrán výkonový rezistor SR PASSIVES CRL5W-560R. Jmenovitý odpor $R = 560 \Omega$, jmenovitý ztrátový výkon $P = 5 W$.

5.7 Snímače

Dalšími důležitými prvky měniče jsou snímače proudu a napětí. Celkem je v zařízení použito 8 snímačů – čtyři snímače pro měření proudu a čtyři pro měření napětí. Tři napěťové snímače budou měřit napětí jednotlivých akumulátorů a čtvrtý bude monitorovat napětí na akumulčním kondenzátoru. Proudové snímače pak budou měřit proud ve všech třech akumulátorových větvích a proud protékající akumulčním kondenzátorem.

Pro měření napětí akumulátorů byly vybrány snímače firmy LEM s označením LV 25-P. Napětí na akumulčních kondenzátorech bude měřit snímač LEM CV 3-200 a pro měření proudu pak budou složiti snímače LAH 25-NP. Snímače LV 25-P a LAH 25-NP pracují na principu Hallova jevu v uzavřené smyčce, snímač CV 3-200 využívá technologie Fluxgate. [15, 16, 17]



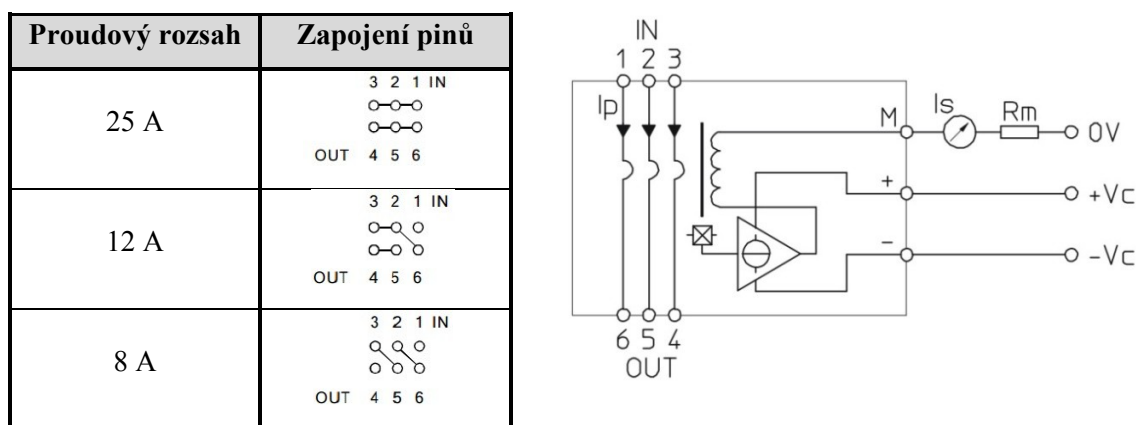
Obrázek 5.4 - Zapojení snímače napětí LEM LV 25-P [15]

Jak je patrné z obrázku 5.4, na svorky $\pm HT$ je přivedeno měřené napětí a pomocí rezistoru R_1 je vytvořen primární proud, jehož hodnota by měla být $I_{PN} = 10 mA$. Z toho vyplývá, že pro různé hodnoty měřených napětí je nutno použít rezistor o správné hodnotě. Např. v našem případě budeme měřit napětí o velikosti až 150V, hodnota rezistoru tak bude rovna

$$R_1 = \frac{U_P}{I_{PN}} = \frac{150}{0,01} = 15 k\Omega \quad (5.12)$$

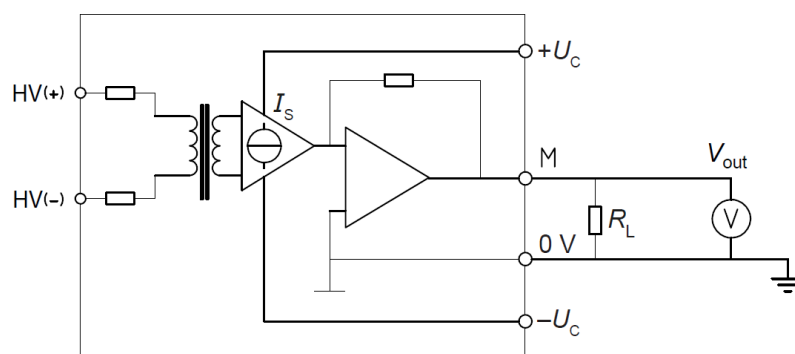
Na svorky $\pm V_C$ je nutno připojit napětí ± 15 V, které slouží k napájení samotného snímače. Svorka M pak slouží jako výstup z čidla. Sekundární proud procházející touto svorkou vytvoří na rezistoru R_M úbytek napětí, který odpovídá měřenému napětí. [15]

Princip činnosti snímače proudu je velmi podobný jako u snímače napětí. Rozdíl je však v nastavování rozsahu měření. Zatímco u snímače napětí je rozsah nastavován pomocí rezistoru na vstupní straně, u snímače proudu je třeba správně propojit piny na vstupní a výstupní straně, jak je uvedeno na obrázku 5.5.



Obrázek 5.5 - Snímač proudu LEM LAH-25NP a tabulka zapojení pinů [16]

Měřený proud je přiveden na svorky 1 až 3 a vhodným propojením se svorkami 4 až 6 je nastaven požadovaný rozsah snímače, viz tabulka výše. Pro naše účely bude použit proudový rozsah 8 A. Svorky $\pm V_C$ slouží k napájení samotného snímače napětím ± 15 V. Svorka M , stejně jako u snímače napětí, nese informaci o měřeném proudu. Sekundární proud I_S procházející touto svorkou vytvoří na rezistoru R_M úbytek napětí, který odpovídá měřenému proudu. [16]



Obrázek 5.6 - Zapojení snímače napětí LEM CV 3-200 [17]

Na vstupní svorky snímače CV 3-200 s označením $HV (+)$ a $HV (-)$ je přivedeno měřené napětí, svorky $\pm U_c$ slouží k přivedení napětí ± 15 V k napájení snímače. Svorka M nese informaci o měřeném napětí, které odpovídá úbytku napětí na zatěžovacím rezistoru R_L . Důvodem pro použití snímače CV 3-200 je jeho frekvenční rozsah, který umožňuje měřit napětí až do frekvence 300 kHz. [17]

5.8 Jištění

Důležitou součástí každého měniče je i jištění. Pokud budeme uvažovat velikost jmenovitého proudu měniče $I = 10$ A, použijeme pojistkovou vložku o jmenovitém proudu 16 A. Pro naše účely byla vybrána vložka OEZ PV514 o rozměrech 14×51 mm. Jedná se tavnou keramickou průmyslovou pojistku s charakteristikou typu gR (pro jištění polovodičových prvků před přetížením a zkratem). Vypínací schopnost činí 120 kA, energie $I^2t = 31,5$ A²s. Pojistka bude umístěna v pojistkovém odpojovači OEZ OPV 14. Celkem se bude v měniči nacházet šest odpojovačů – každý pól tří použitých akumulátorů bude opatřen vlastním odpojovačem, jak je uvedeno ve schématu měniče na obrázku 4.7.

5.9 Napájecí zdroj

V realizovaném měniči se vyskytuje několik komponentů, které vyžadují externí napájení. Jsou to například budiče tranzistorů, čidla napětí a proudu, řídicí systém apod. Z tohoto důvodu je nutné měnič vybavit zdrojem napětí. Pro naše účely byl vybrán zdroj Mean Well DR-100-24. Jedná se o průmyslový spínaný zdroj s výstupním napětím 24 V o celkovém výkonu 100 W. Primární strana zdroje je napájena síťovým napětím 230 V/50 Hz.

6 Dimenzování chlazení

6.1 Určení ztrátového výkonu měniče

Abychom mohli určit ztrátový výkon měniče, je nutné znát jeho základní parametry

- Jmenovité napětí $U = 100$ V
- Jmenovitý proud $I = 10$ A
- Spínací frekvence $f_{sw} = 50$ kHz

Ztrátový výkon tranzistoru

$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} U \cdot I \, dt \quad (6.1)$$

$$E_{on} = \int_0^{45 \cdot 10^{-9}} 100 \cdot 10 \, dt \quad (6.2)$$

$$E_{on} = 45 \cdot 10^{-6} \, J \quad (6.3)$$

$$E_{off} = \int_0^{t_{off}} U \cdot I \, dt \quad (6.4)$$

$$E_{off} = \int_0^{45 \cdot 10^{-9}} 100 \cdot 10 \, dt \quad (6.5)$$

$$E_{off} = 45 \cdot 10^{-6} \, J \quad (6.6)$$

Dobu vedení tranzistoru uvažujeme vždy polovinu periody

$$E_{cond} = U_{CE_{SAT}} \cdot I_C \cdot t_{cond} \quad (6.7)$$

$$E_{cond} = 3,7 \cdot 10 \cdot \frac{1}{50 \cdot 10^3} \cdot 0,5 \quad (6.8)$$

$$E_{cond} = 370 \cdot 10^{-6} \, J \quad (6.9)$$

$$P_{FAV_IGBT} = f_{SW} \cdot (E_{on} + E_{cond} + E_{off}) \quad (6.10)$$

$$P_{FAV_IGBT} = 50 \cdot 10^3 \cdot (45 \cdot 10^{-6} + 370 \cdot 10^{-6} + 45 \cdot 10^{-6}) \quad (6.11)$$

$$P_{FAV_IGBT} = 23 \, W \quad (6.12)$$

Ztrátový výkon diody

$$P_{FAV_D} = U_{T0} \cdot I_{FAV} + r_d \cdot I_{FRMS}^2 \quad (6.13)$$

$$I_{FAV_D} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{cond}} I dt \quad (6.14)$$

$$I_{FAV_D} = \frac{1}{20 \cdot 10^{-6}} \cdot \int_0^{10 \cdot 10^{-6}} 10 dt = 5 A \quad (6.15)$$

$$I_{FRMS}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{cond}} I^2 dt \quad (6.16)$$

$$I_{FRMS}^2 = \frac{1}{20 \cdot 10^{-6}} \cdot \int_0^{10 \cdot 10^{-6}} 10^2 dt \quad (6.17)$$

$$I_{FRMS}^2 = 50 A^2 \quad (6.18)$$

$$P_{FAV_D} = 1,2 \cdot 5 + 0,022 \cdot 50 \quad (6.19)$$

$$P_{FAV_D} = 7,1 W \quad (6.20)$$

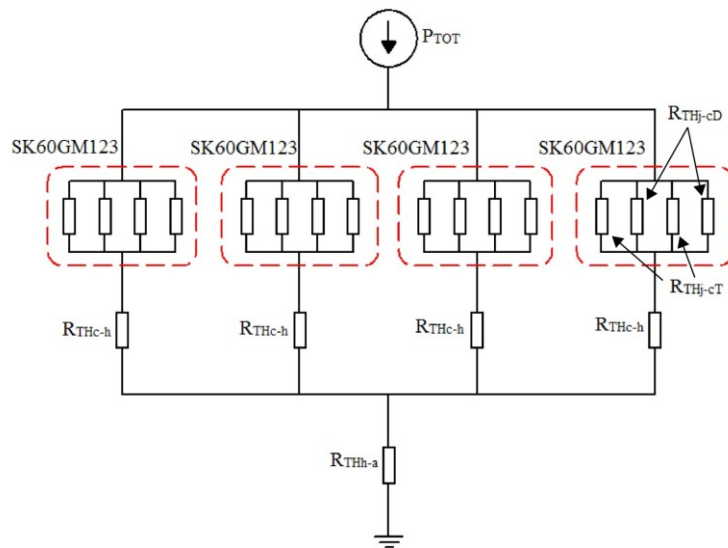
6.2 Výpočet tepelného odporu chladiče

Při návrhu chladiče budeme uvažovat nejhorší možný scénář z hlediska ztrát měniče, tedy že v jednom taktu budou vždy sepnuty čtyři tranzistory a tři diody.

$$P_{TOT} = 4 \cdot P_{FAV_IGBT} + 3 \cdot P_{FAV_D} \quad (6.21)$$

$$P_{TOT} = 4 \cdot 23 + 3 \cdot 7,1 \quad (6.22)$$

$$P_{TOT} = 113,3 W \quad (6.23)$$



Obrázek 6.1 - Tepelné schéma měniče

Tepelný odpor modulu SK60GM123

$$R_{thj-c} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_{thj-cD} \cdot R_{thj-cT}}{R_{thj-cD} + R_{thj-cT}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,7 \cdot 0,6}{0,7 + 0,6} = 0,16 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \quad (6.24)$$

Přičtení tepelného odporu styku pouzdra s chladičem

$$R_{thj-h} = R_{thj-c} + R_{thc-h} = 0,16 + 0,10 = 0,26 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \quad (6.25)$$

Modul SK60GM123 je ve schématu 4× paralelně, pro všechny větve bude tepelný odpor

$$R_{thj-h} (4) = \frac{R_{thj-h}}{4} = \frac{0,26}{4} = 0,065 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \quad (6.26)$$

Teplota okolí bude uvažována $T_a = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$

$$R_{thj-a} = \frac{T_{j_{max}} - T_a}{P_{TOT}} = \frac{125 - 40}{113,3} = 0,75 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \quad (6.27)$$

Výsledný tepelný odpor chladiče

$$R_{thh-a} = R_{thj-a} - R_{thj-h} (4) = 0,75 - 0,065 \quad (6.28)$$

$$R_{thh-a} = 0,69 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \quad (6.29)$$

6.3 Výběr chladiče

Na základě výše uvedených výpočtů byl vybrán chladič firmy EZK, typ CHL37E o rozměrech $120 \times 37 \times 330 \text{ mm}$, jehož tepelný odpor činí $R_{thh-a} = 0,6 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$.

Zpětný přepočet teploty přechodu

Jelikož byl vybrán chladič s menším tepelným odporem, než který byl vypočten výše, je nutné zpětně dopočítat teplotu přechodu tranzistoru při použití vybraného chladiče.

$$R_{thj-a} = R_{thh-a} + R_{thj-h} \quad (4) = 0,6 + 0,065 = 0,67 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \quad (6.30)$$

$$T_j = P_{TOT} \cdot R_{thj-a} + T_a = 113,3 \cdot 0,67 + 40 \quad (6.31)$$

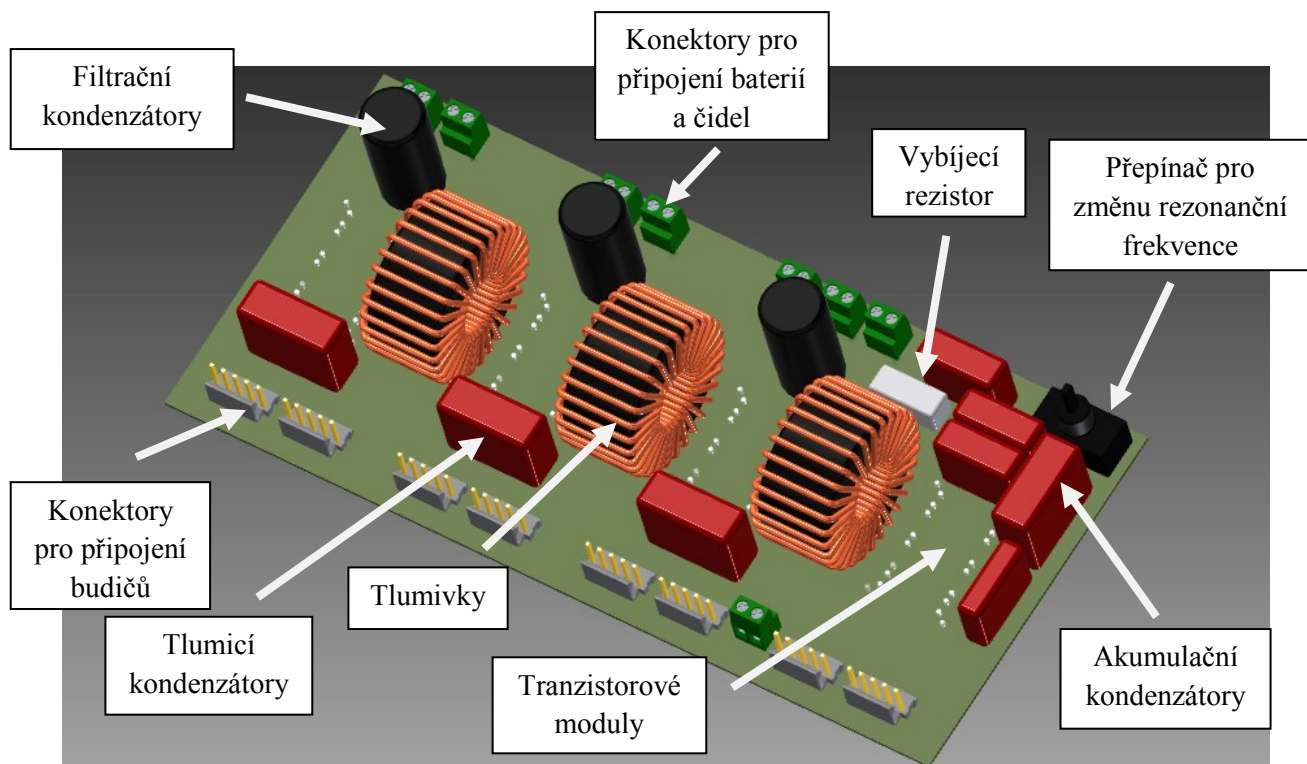
$$T_j = 115,9 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (6.32)$$

Díky použití chladiče s nižším tepelným odporem klesne teplota přechodu z původně vypočtených 125 °C na 115,9 °C. Pro další snížení tepelného odporu chladiče bude chladič navíc osazen dvěma ventilátory Sunon ME50151V2-A99 o rozměru 50 × 50 mm.

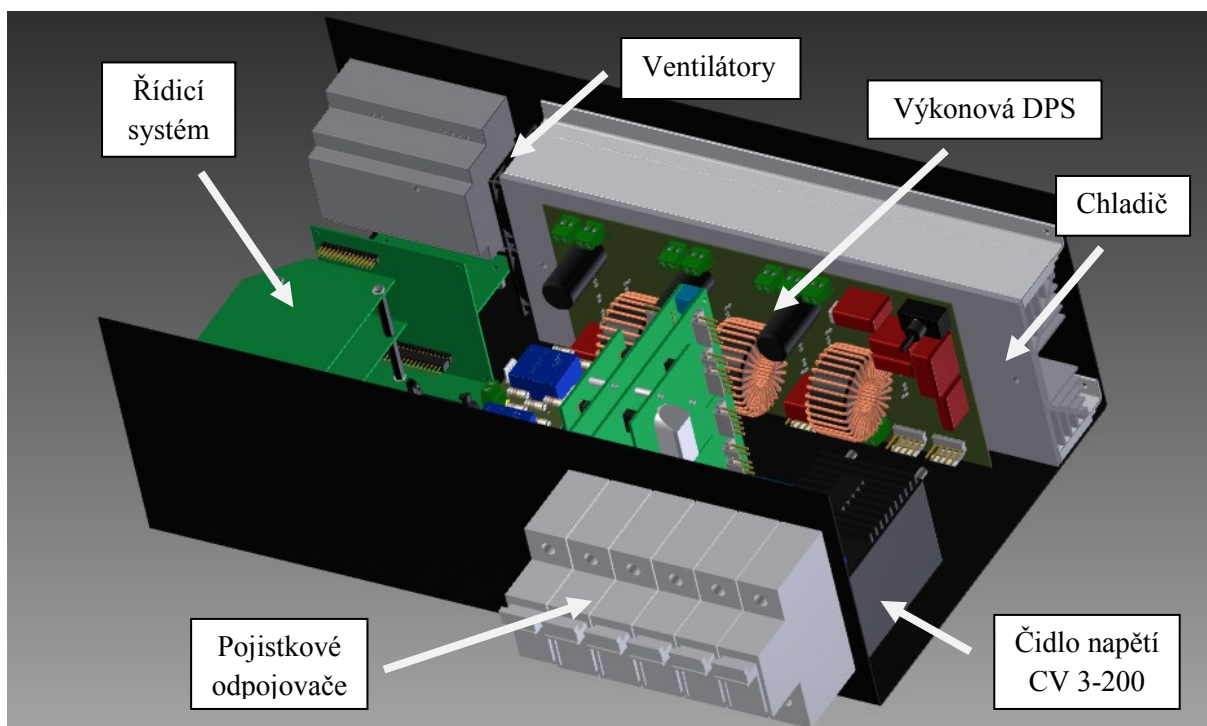
7 3D model měniče

3D model realizovaného měniče byl vytvořen pomocí programu Autodesk Inventor. Na obrázcích níže jsou uvedeny pohledy na celý měnič a jeho dílčí části. Tvorba 3D modelu měniče před jeho realizací je velmi výhodná například z hlediska vizualizace rozložení jednotlivých částí měniče. Dále je možné vytvořit kusovník všech použitých součástí nebo například okótované výkresy s přesnými rozměry a pozicemi děr a dílčích prvků měniče.

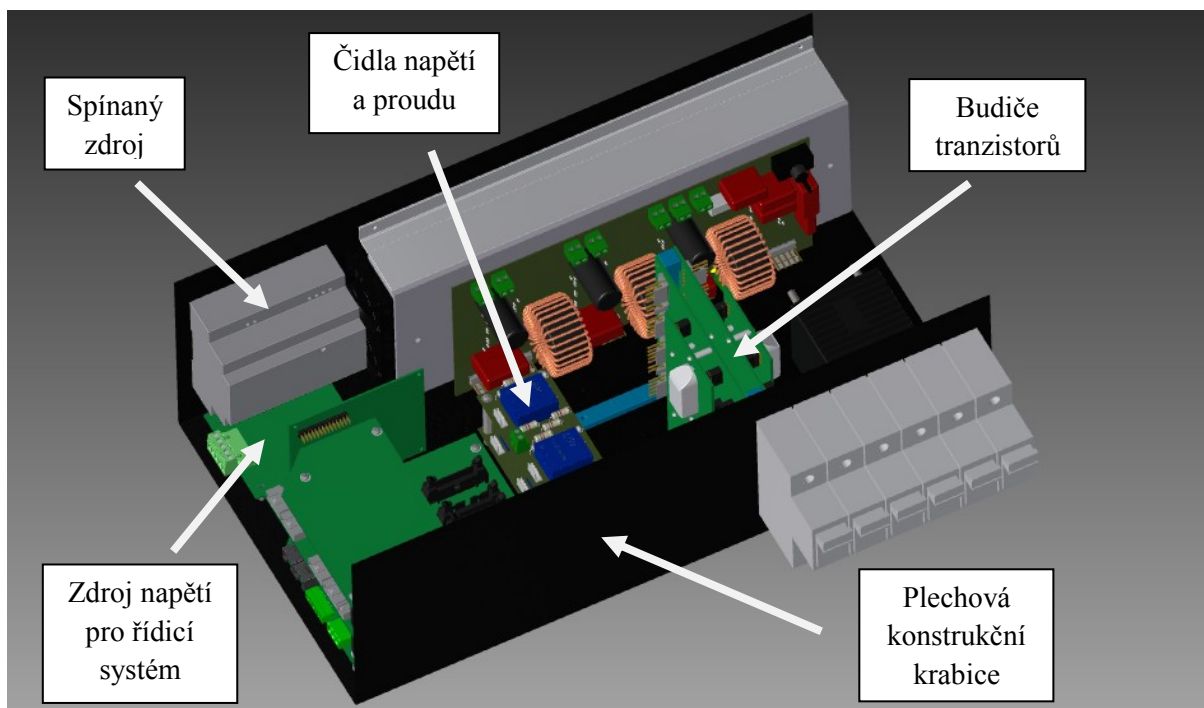
Veškeré komponenty, ze kterých se měnič skládá, jsou usazeny v plechové přístrojové krabici EZK KK16-47281 o rozměrech 472 × 162 × 280 mm. Tloušťka plechu krabice činí 1 mm. Krabice je povrchově upravena práškovým lakováním černé barvy. Na dně a ve víku krabice jsou po celé její šířce umístěny větrací otvory pro zlepšení chlazení měniče. Chladič je ke krabici upevněn pomocí dvou hliníkových profilů tvaru *L*. Tranzistorové moduly jsou přišroubovány k chladiči a připájeny ze spodní části výkonové DPS měniče. Budiče tranzistorů jsou přišroubovány na dvou plastových profilech tvaru *T*, které byly „vytisknuty“ na 3D tiskárně a jsou umístěny co nejbližší k výkonové DPS měniče z důvodu minimalizace rušení budicího signálu. Spínaný napájecí zdroj a pojistkové odpojovače jsou upevněny na DIN liště standardní šířky 35mm.



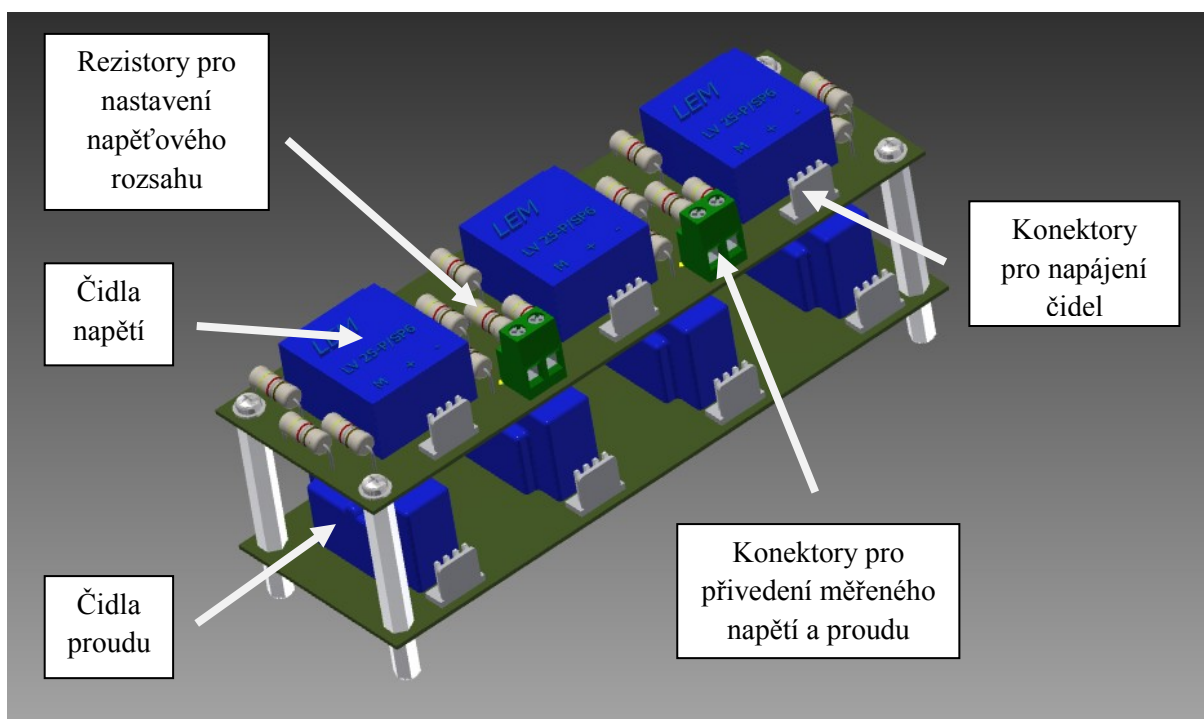
Obrázek 7.1 - 3D model výkonové části měniče



Obrázek 7.2 - 3D model měniče

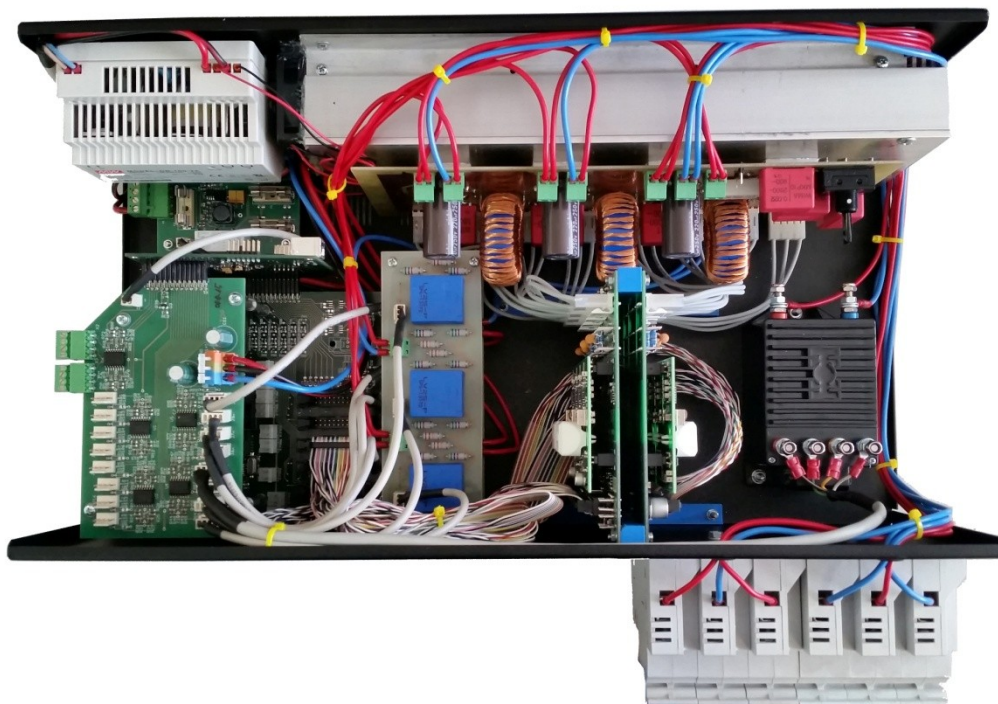


Obrázek 7.3 - 3D model měniče

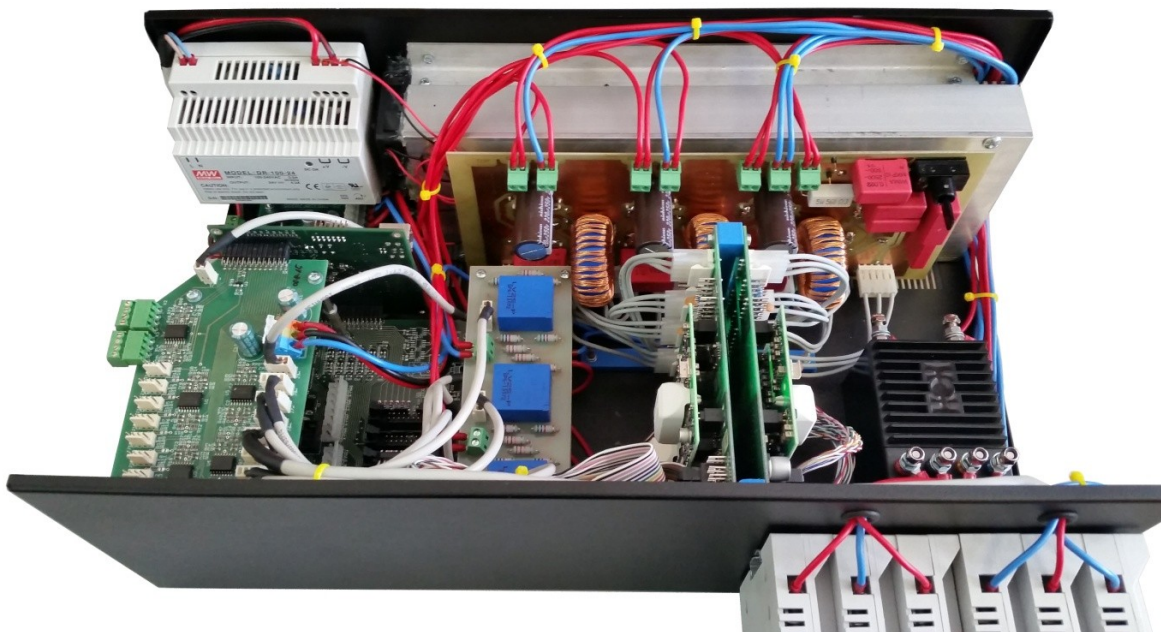


Obrázek 7.4 - Sestava čidel napětí a proudu

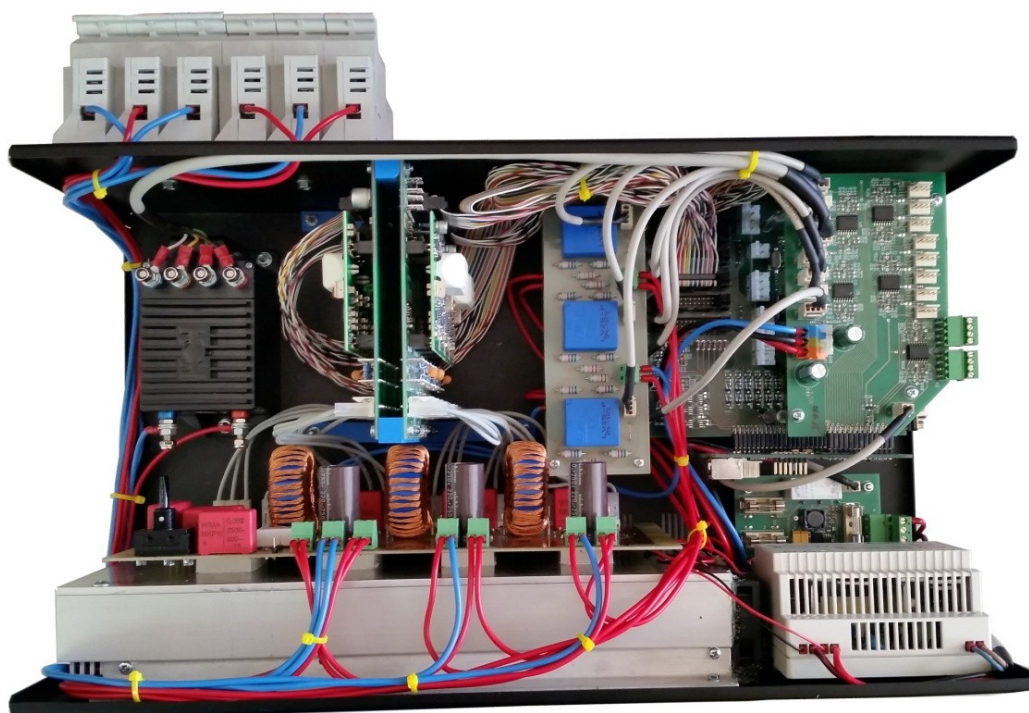
8 Konstrukce měniče



Obrázek 8.1 - Fotografie zkonstruovaného měniče



Obrázek 8.2 - Fotografie zkonstruovaného měniče



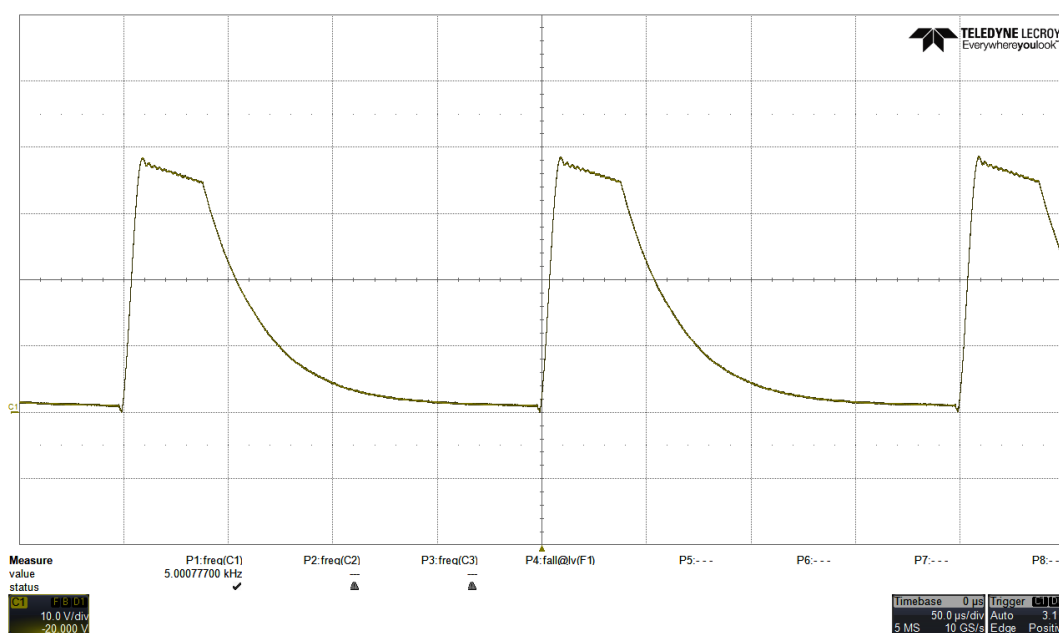
Obrázek 8.3 - Fotografie zkonstruovaného měniče



Obrázek 8.4 - Fotografie zkonstruovaného měniče

9 Výsledky měření

Průběhy na obrázku 9.1 byly naměřeny na zkonstruovaném laboratorním modelu měniče a vychází ze simulačního schématu na obrázku 4.1. Porovnáme-li výsledky simulací s naměřenými hodnotami, zjistíme, že jsou shodné. V obou případech je akumulační kondenzátor nabit přes cívku L_1 ze zdroje U_1 a poté je vybit přes vybíjecí rezistor a tranzistor T_4 . Napětí na kondenzátoru dosahuje dvojnásobku napětí zdroje U_1 ($U_1 = 20V, U_C = 40V$), což je pro rezonanční obvody typické. Na základě těchto výsledků můžeme tvrdit, že měnič pracuje na principu rezonance.



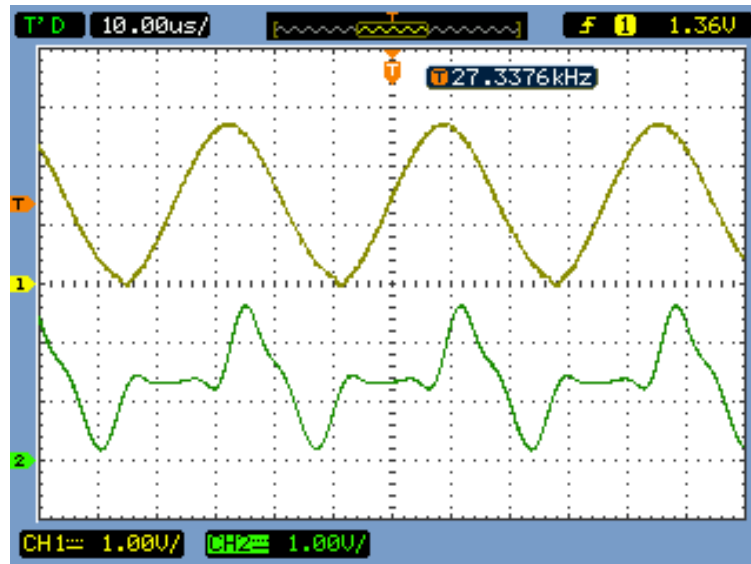
Obrázek 9.1 - Průběh napětí na akumulačním kondenzátoru při ověřování principu rezonance

Průběhy na obrázcích 9.2 a 9.3 byly naměřeny v konfiguraci měniče, která odpovídá simulačnímu schématu na obrázku 4.4. V tomto případě byla energie přelévána ze zdroje U_1 do zdroje U_2 . Jako zdroj U_1 sloužil regulovatelný laboratorní zdroj, zdroj U_2 tvořil olověný 12V akumulátor. Princip činnosti spočíval v nabití cívky L_1 ze zdroje U_1 a v následném přesunutí této energie do akumulačního kondenzátoru C_1 v prvním taktu. Ve druhém taktu měniče byla energie z kondenzátoru přesunuta pomocí rezonančního pulzu do cívky L_2 a z ní dále do zdroje U_2 . Z naměřených průběhů je patrné, že napětí na kondenzátoru opět dosahuje dvojnásobku napětí zdroje U_1 ($U_1 = 15V, U_C = 30V$). Průběh napětí na akumulačním kondenzátoru je téměř čistě harmonický, což opět potvrzuje činnost měniče na principu rezonance. Frekvence spínání činí 27,34 kHz a vychází z následujícího vztahu.

$$L_1 = 220 \mu H, C_1 = 154 nF \quad (9.1)$$

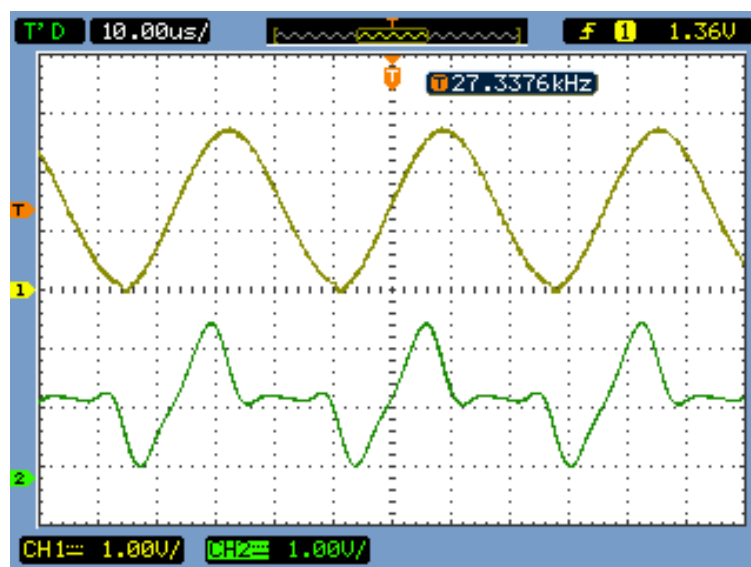
$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad (9.2)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{220 \cdot 10^{-6} \cdot 154 \cdot 10^{-9}}} = 27,34 \text{ kHz} \quad (9.3)$$



Obrázek 9.2 - Průběhy napětí při přelévání energie ze zdroje U_1 do zdroje U_2

- Napětí na rezonančním kondenzátoru (žlutá)
- Napětí na cívce L_1 (zelená)



Obrázek 9.3 - Průběhy napětí při přelévání energie ze zdroje U_1 do zdroje U_2

- Napětí na rezonančním kondenzátoru (žlutá)
- Napětí na cívce L_2 (zelená)

10 Závěr

Cílem této diplomové práce je návrh a realizace vazebního členu stejnosměrných zdrojů. V první části práce je proveden rozbor podmínek a způsobů spojování napěťových zdrojů. Díky těmto poznatkům byla vybrána vhodná topologie měniče pro jeho následnou realizaci. Další část práce se zabývá návrhem měniče a dimenzováním všech obvodových prvků. Dále byl vypočten ztrátový výkon celého měniče a byl proveden návrh jeho chlazení. Následující část práce je zaměřena na tvorbu 3D modelu měniče. Na základě vzniklých modelů byl následně zkonstruován laboratorní model měniče a poté byla ověřena jeho funkčnost. Naměřené hodnoty na laboratorním modelu se shodují s teoretickými předpoklady i s výsledky simulací vytvořených v programu OrCAD PSpice a je tedy možné považovat celou realizaci měniče za úspěšnou.

V přílohách diplomové práce je uvedena dokumentace ke všem realizovaným deskám plošných spojů (schémata zapojení, osazovací plány, obrazce plošných spojů a seznamy součástek). Přílohy dále obsahují detailní fotografie měniče a jeho dílčích částí s doplňujícími popisy.

Další rozšíření diplomové práce by mohlo spočívat například ve tvorbě inteligentního řídicího algoritmu, který by na základě napětí jednotlivých akumulátorů automaticky řídil tok energie tak, aby došlo k automatickému vyrovnání napětí dílčích akumulátorů bez zásahu uživatele a celý systém by tak pracoval zcela autonomně.

Literatura

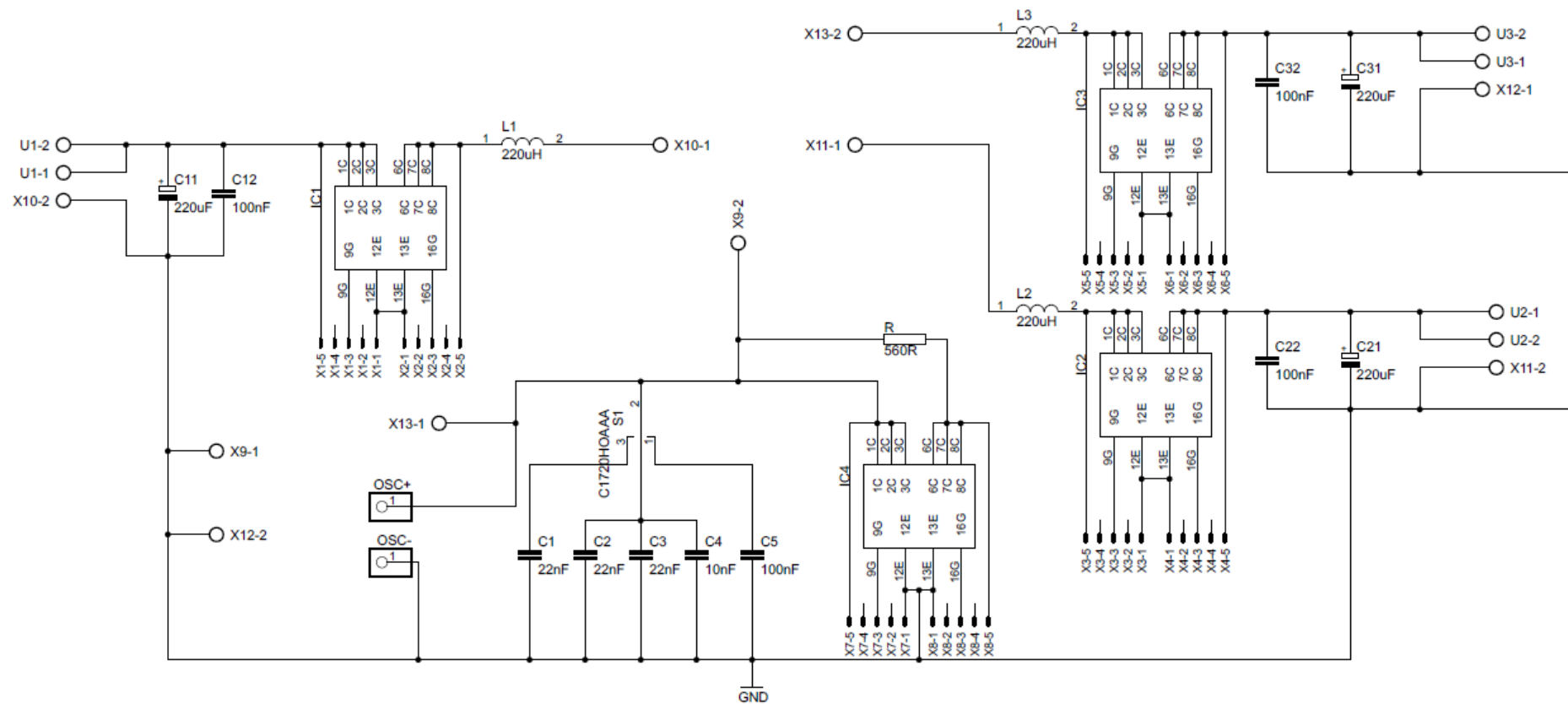
- [1] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 243 s. ISBN 80-86056-91-0.
- [2] CHLEBIŠ, Petr. *Polovodičové měniče s měkkým spínáním*. Ostrava: VŠB - Technická univerzita, 2004, 148 s. ISBN 80-248-0643-6.
- [3] KIJONKA, Jaromír. *Teorie obvodů I*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2007, ISBN 978-80-248-1488-9.
- [4] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika*. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998, 252 s. ISBN 80-7082-485-9.
- [5] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: přednášky*. Vyd. 2., dopl. Brno: Vysoké učení technické, 2002. ISBN 80-214-2222-X.
- [6] Budiče výkonových tranzistorů MOSFET a IGBT. *Elektrorevue* [online]. 2004 [cit. 2016-02-12]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/04030/index.html>
- [7] Řídicí obvody (budiče) MOSFET a IGBT. *Katedra 430 - Katedra Elektroniky při VŠB-TUO* [online]. [cit. 2016-04-24]. Dostupné z: <http://fei1.vsb.cz/kat430/data/vsp/budice.pdf>
- [8] BOYLESTAD, Robert L a Louis NASHELSKY. *Electronic devices and circuit theory*. 11th ed. Upper Saddle River, N.J.: Pearson Prentice Hall, 2013, xviii, 906 p. ISBN 9780132622264.
- [9] ROBERT W. ERICKSON, Robert W. Dragan Maksimović. *Fundamentals of power electronics*. 2nd ed. New York: Springer Science + Business Media, 2001. ISBN 9781475705591.
- [10] SIVAVARA PRASAD, J. a Y.P. OBULESH. *Zero Voltage and Zero Current Switching dc-dc converter with active clamping technique*. International Journal Of Innovative Research In Electrical, Electronics, Instrumentation And Control Engineering. 2015, 3(7), 15-19. DOI: 10.17148/IJIREICE.2015.3704.

- [11] SK 60GM123. *Octopart.com* [online]. Semikron, 2007 [cit. 2016-02-24]. Dostupné z: <http://datasheet.octopart.com/SK60GM123-Semikron-datasheet-11749910.pdf>
- [12] SKYPER 32 PRO R. *Semikron.com* [online]. Semikron, 2014 [cit. 2016-02-24]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skyper-32-pro-r-l6100202>
- [13] BOARD 1 SKYPER 32 PRO R. *Semikron.com* [online]. Semikron, 2010 [cit. 2016-02-24]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-board-1-skyper-32pro-r-l6100231>
- [14] TMS320F28335: Data Manual. *Texas Instruments* [online]. Texas Instruments Incorporated, 2012 [cit. 2016-02-24]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>
- [15] Voltage Transducer LV 25-P. *LEM* [online]. 2012 [cit. 2016-04-22]. Dostupné z: <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>
- [16] Current Transducer LAH 25-NP. *LEM* [online]. 2015 [cit. 2016-04-22]. Dostupné z: <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>
- [17] Voltage Transducer CV 3-200. *LEM* [online]. 2015 [cit. 2016-04-22]. Dostupné z: <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>
- [18] VAŠÍČEK, Adam. *Omezení spínacích ztrát ve spínaných zdrojích*. Brno, 2012. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně.
- [19] Výpočty chlazení elektronických součástí: s řešenými příklady. *SOU Technické Chotěboř* [online]. [cit. 2016-04-24]. Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [20] JURČO, Dominik. *Mikropočítačový řídicí systém se signálovým procesorem TMS320F28335*. Ostrava, 2014. Diplomová práce. VŠB - Technická univerzita Ostrava.
- [21] ŠTAUD, Stanislav. *Spínaný rezonanční zdroj*. Brno, 2011. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně.

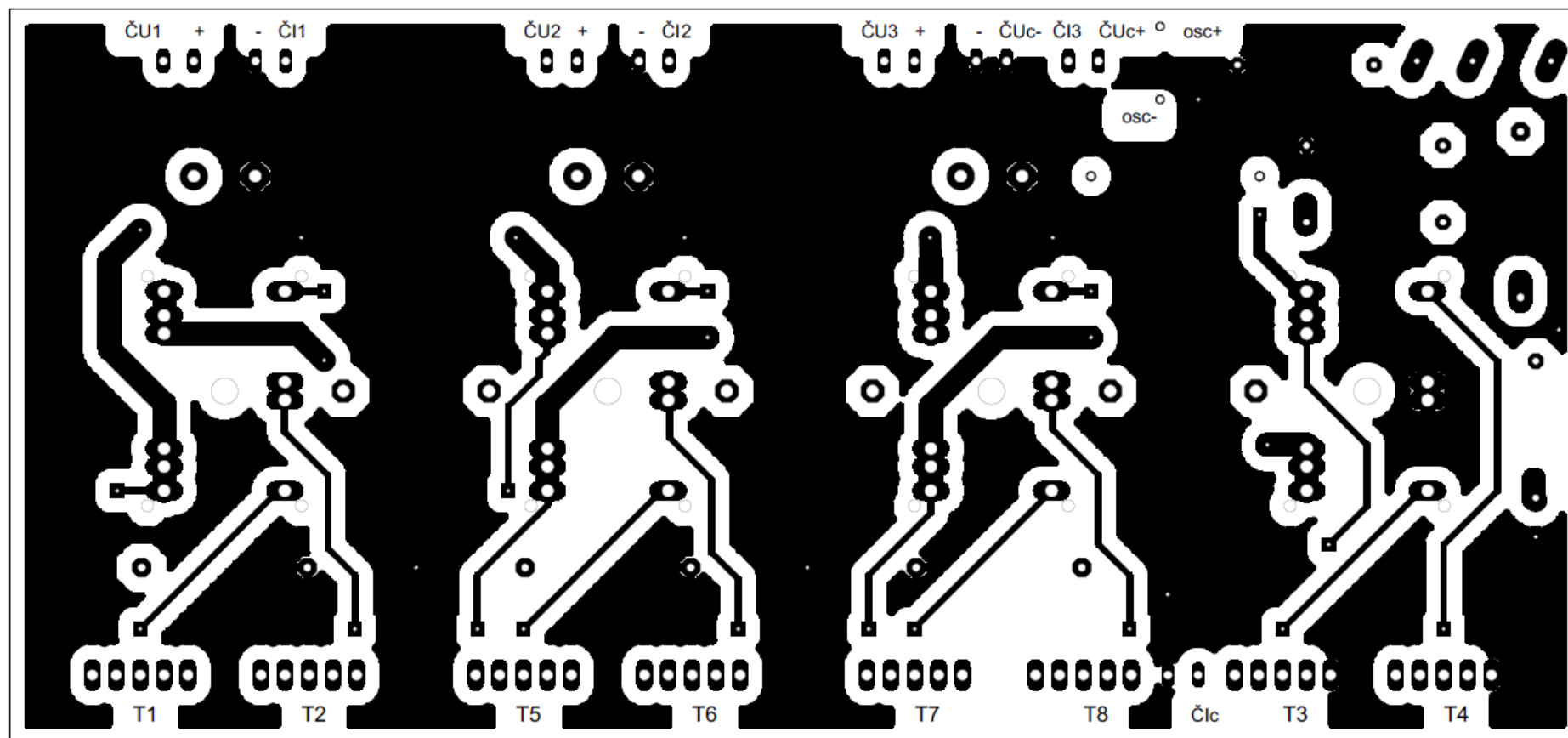
Seznam příloh

- Příloha č. 1 Dokumentace DPS výkonové části měniče
- Příloha č. 2 Dokumentace DPS čidel napětí
- Příloha č. 3 Dokumentace DPS čidel proudu
- Příloha č. 4 Fotografie realizovaného měniče a jeho dílčích částí

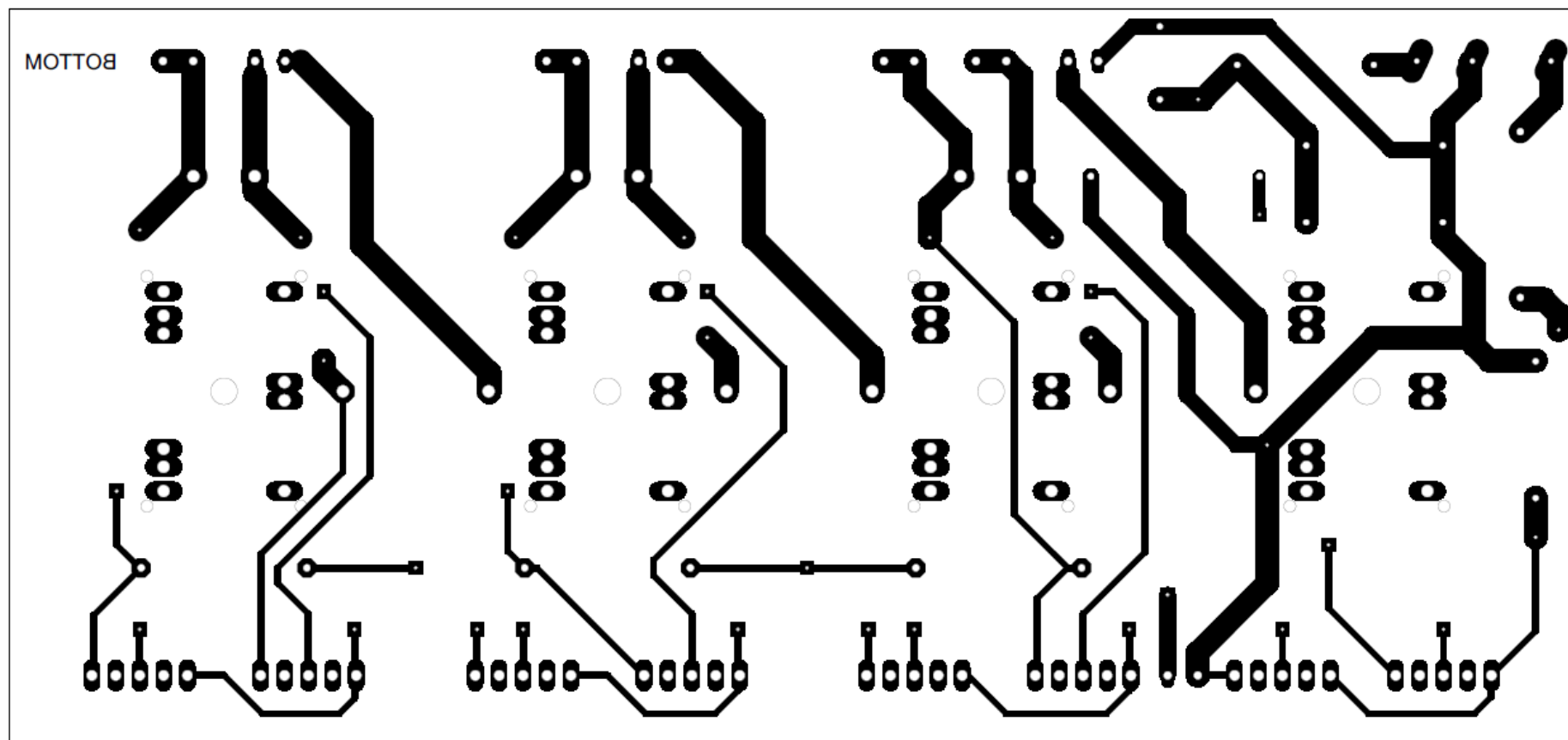
Příloha č. 1 Dokumentace DPS výkonové části měniče



Obrázek 2 - Schéma výkonové DPS



Obrázek 4 - Výkonová DPS z horní strany (TOP)

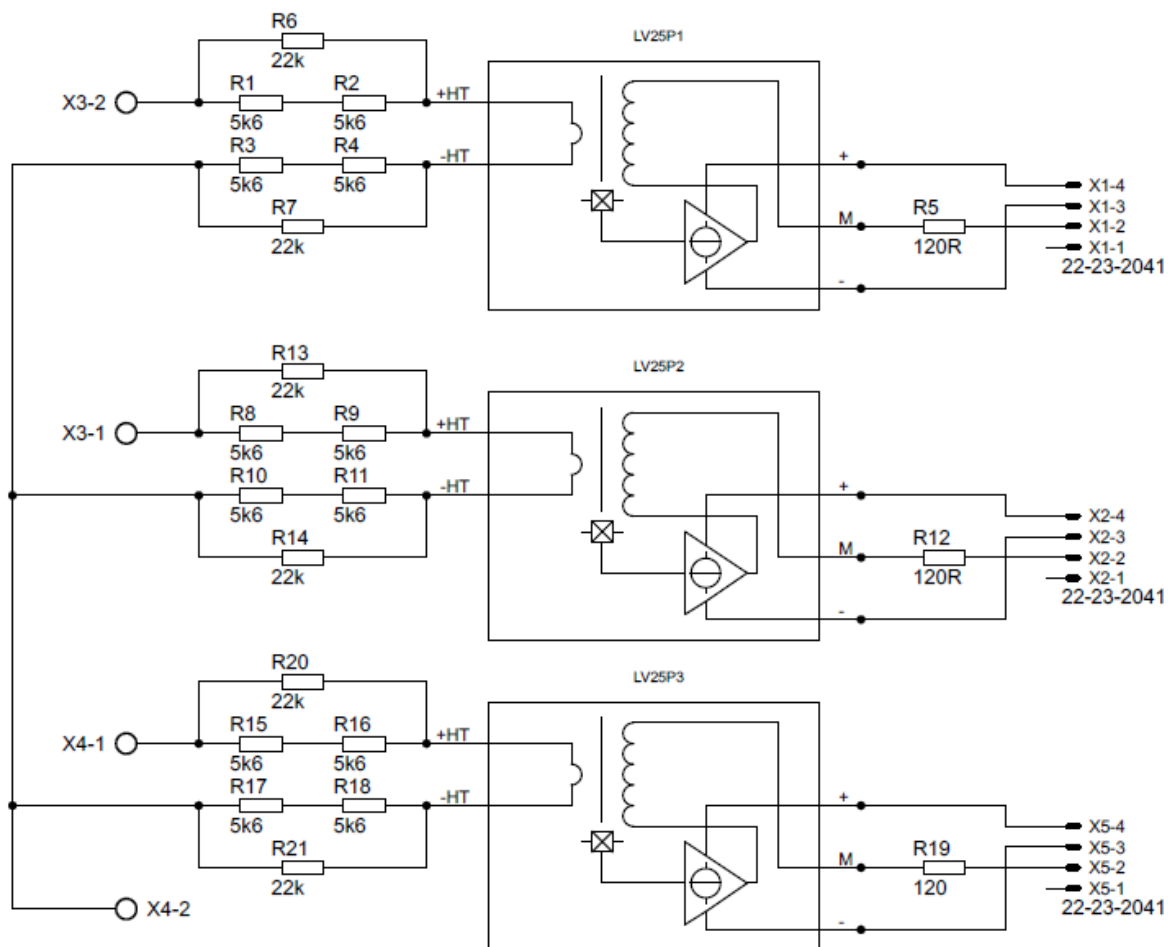


Obrázek 5 - Výkonová DPS ze spodní strany (BOT)

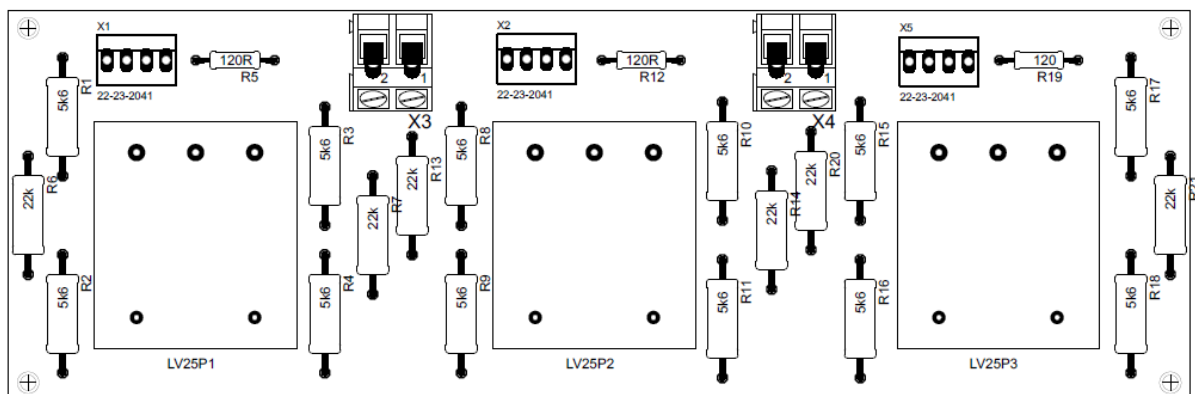
Tab. 1 - Seznam součástek výkonové DPS

Součástka	Název, hodnota	Počet kusů
C ₁ , C ₂ , C ₃	Kondenzátor 22 nF, 2500 V	3
C ₁₁ , C ₂₁ , C ₃₁	Kondenzátor 220 μF, 250 V	3
C ₁₂ , C ₂₂ , C ₃₂ , C ₅	Kondenzátor 100 nF, 2000 V	4
C ₄	Kondenzátor 10 nF, 2500 V	1
IC ₁ , IC ₂ , IC ₃ , IC ₄	Tranzistor SK60GM123	4
L ₁ , L ₂ , L ₃	Cívka 220 μH, 15 A	3
OSC+, OSC-	Pin 1×1	2
R	Rezistor 560Ω, 5 W	1
S ₁	Přepínač C1720HOAAA	1
U ₁ , U ₂ , U ₃ , X ₉ – X ₁₃	Konektor AKZ 700/2	8
X ₁ – X ₈	Konektor KK-156-5	8

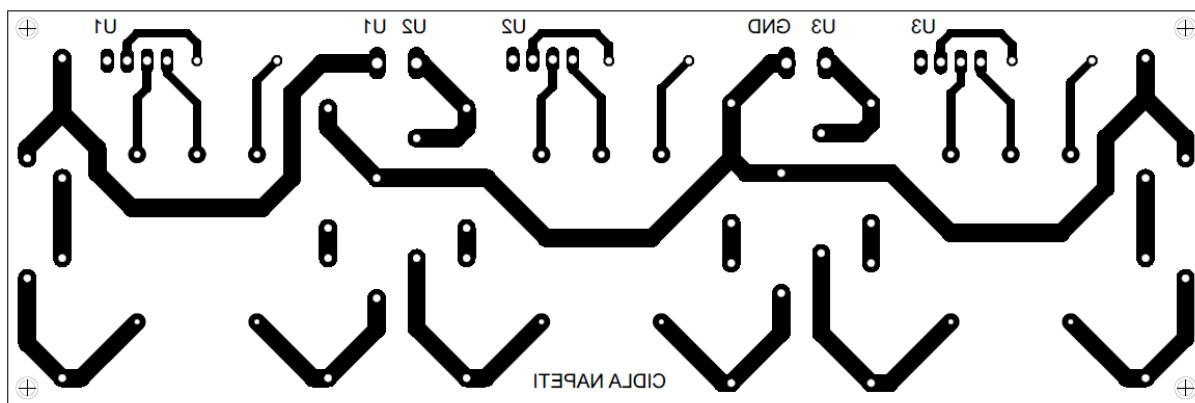
Příloha č. 2 Dokumentace DPS čidel napětí



Obrázek 6 - Schéma DPS čidel napětí



Obrázek 7 - Osazovací plán DPS čidel napětí, rozměry desky – 152×50 mm

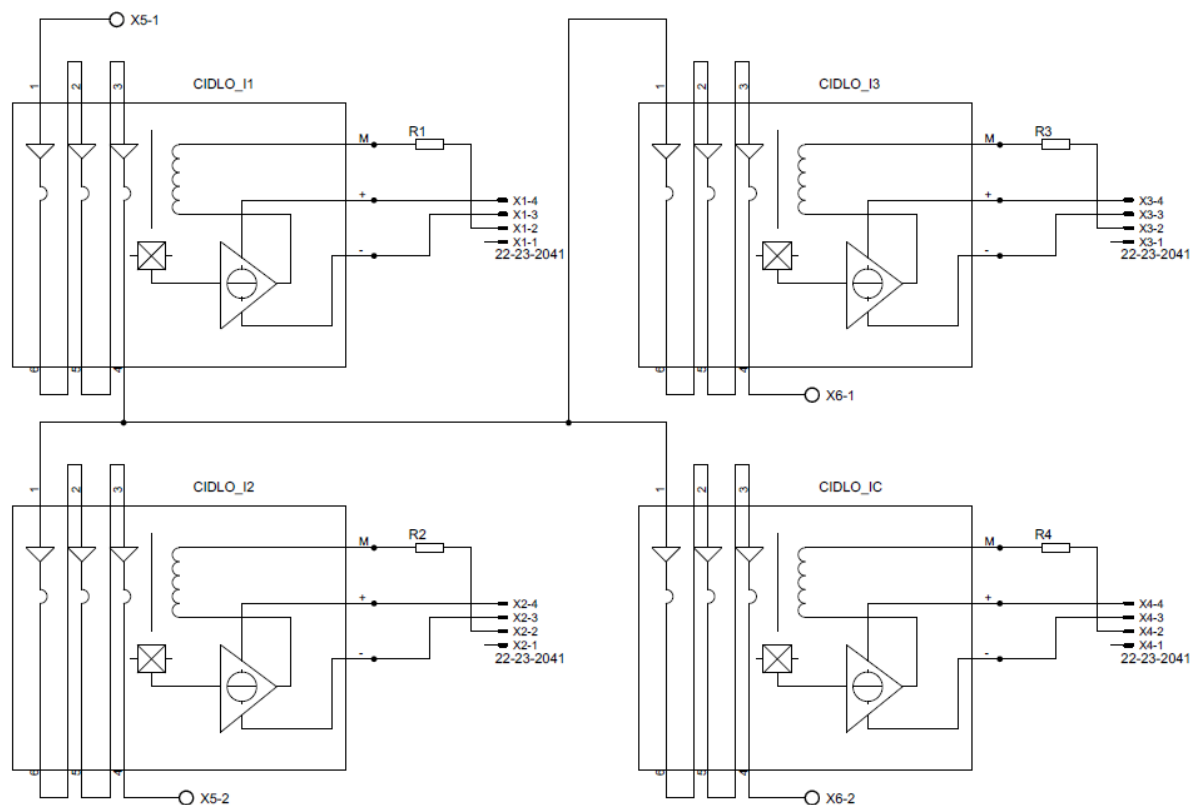


Obrázek 8 - DPS čidel napětí

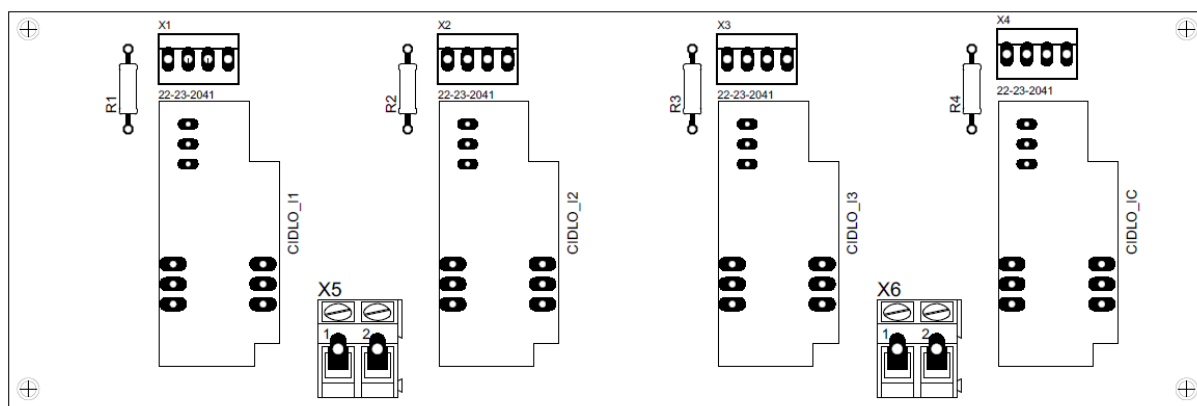
Tab. 2 - Seznam součástek DPS čidel napětí

Součástka	Název, hodnota	Počet kusů
LV25P1 – LV25P3	Čidlo napětí LEM LV 25-P	3
R ₅ , R ₁₂ , R ₁₉	Rezistor 120 Ω , 0,125W	3
R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₈ , R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₅ , R ₁₆ , R ₁₇ , R ₁₈	Rezistor 5,6 kΩ, 2W	12
R ₆ , R ₇ , R ₁₃ , R ₁₄ , R ₂₀ , R ₂₁	Rezistor 22 kΩ, 2W	6
X ₃ , X ₄	Konektor AKZ 700/2	2
X ₁ , X ₂	Konektor Molex 22-23-2041	3

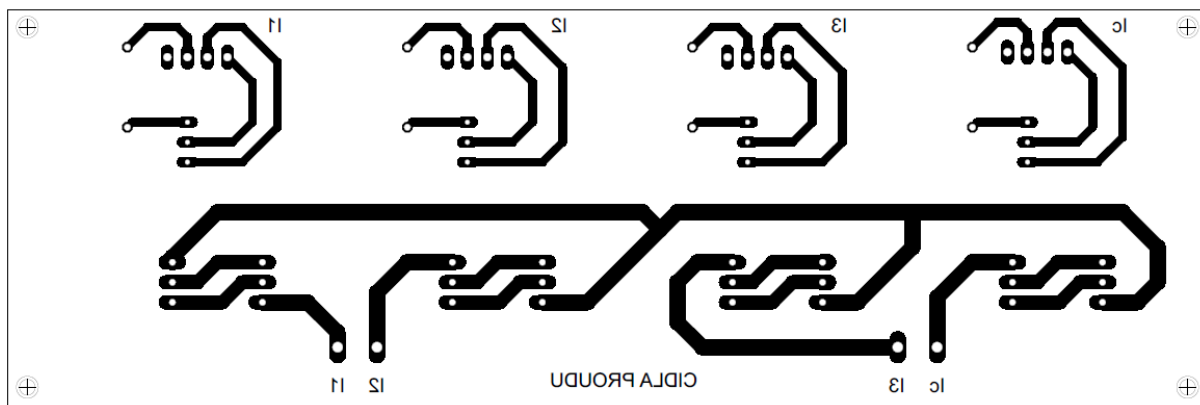
Příloha č. 3 Dokumentace DPS čidel proudu



Obrázek 9 - Schéma DPS čidel proudu



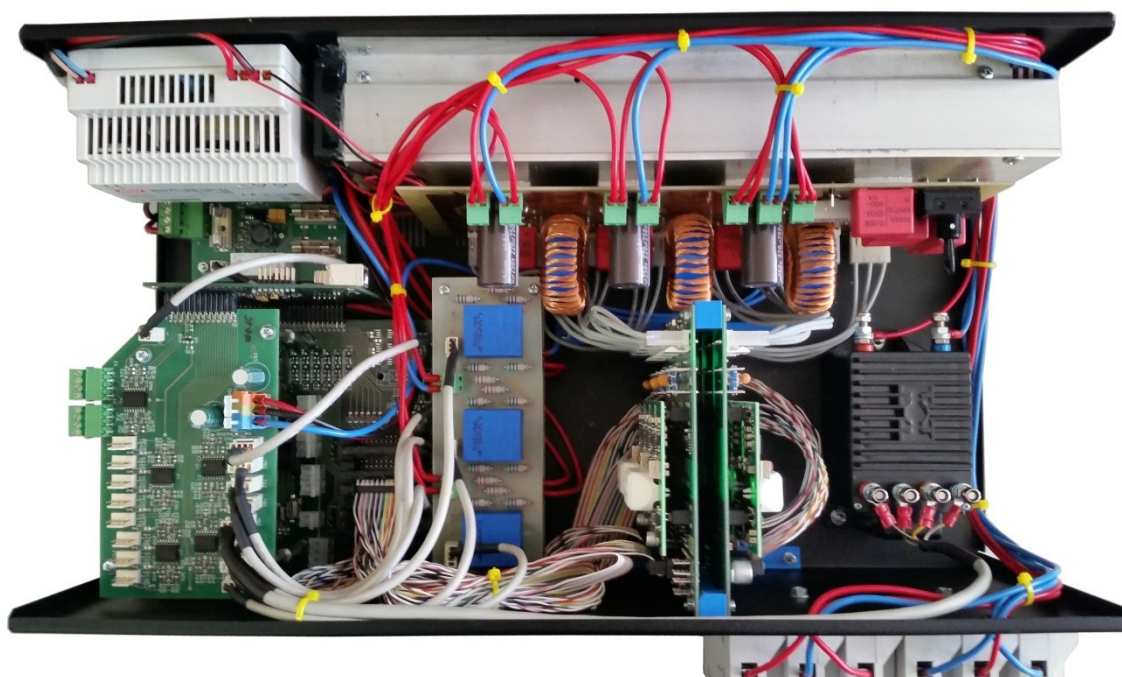
Obrázek 10 - Osazovací plán DPS čidel proudu, rozměry desky – 152×50 mm



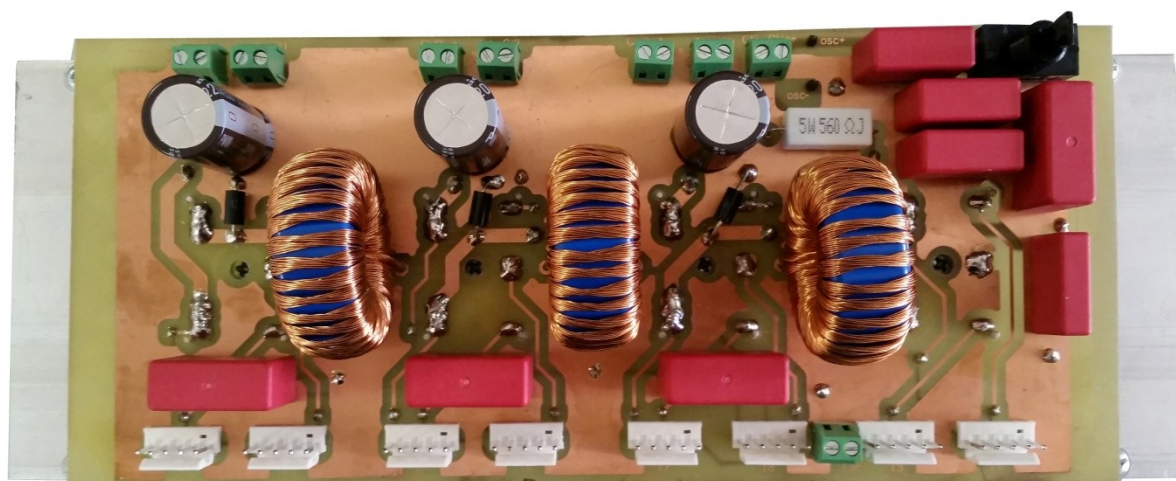
Obrázek 11 - DPS čidel proudu

Tab. 3 - Seznam součástek DPS čidel proudu

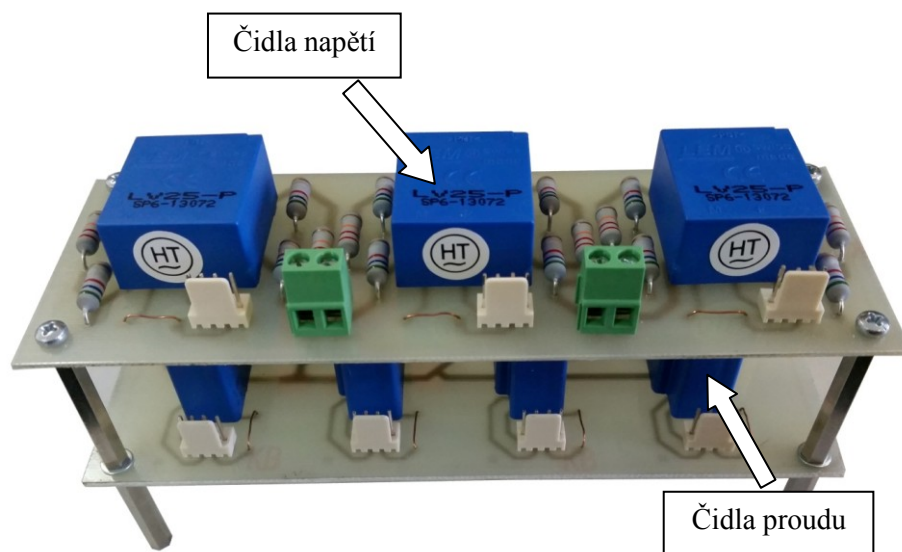
Součástka	Název, hodnota	Počet kusů
CIDLO_I1 – CIDLO_I3	Proudové čidlo LEM LAH 25-NP	4
R ₁ – R ₄	Rezistor 120 Ω, 0,125W	4
X ₁ – X ₄	Konektor Molex 22-23-2041	4
X ₅ , X ₆	Konektor AKZ 700/2	2



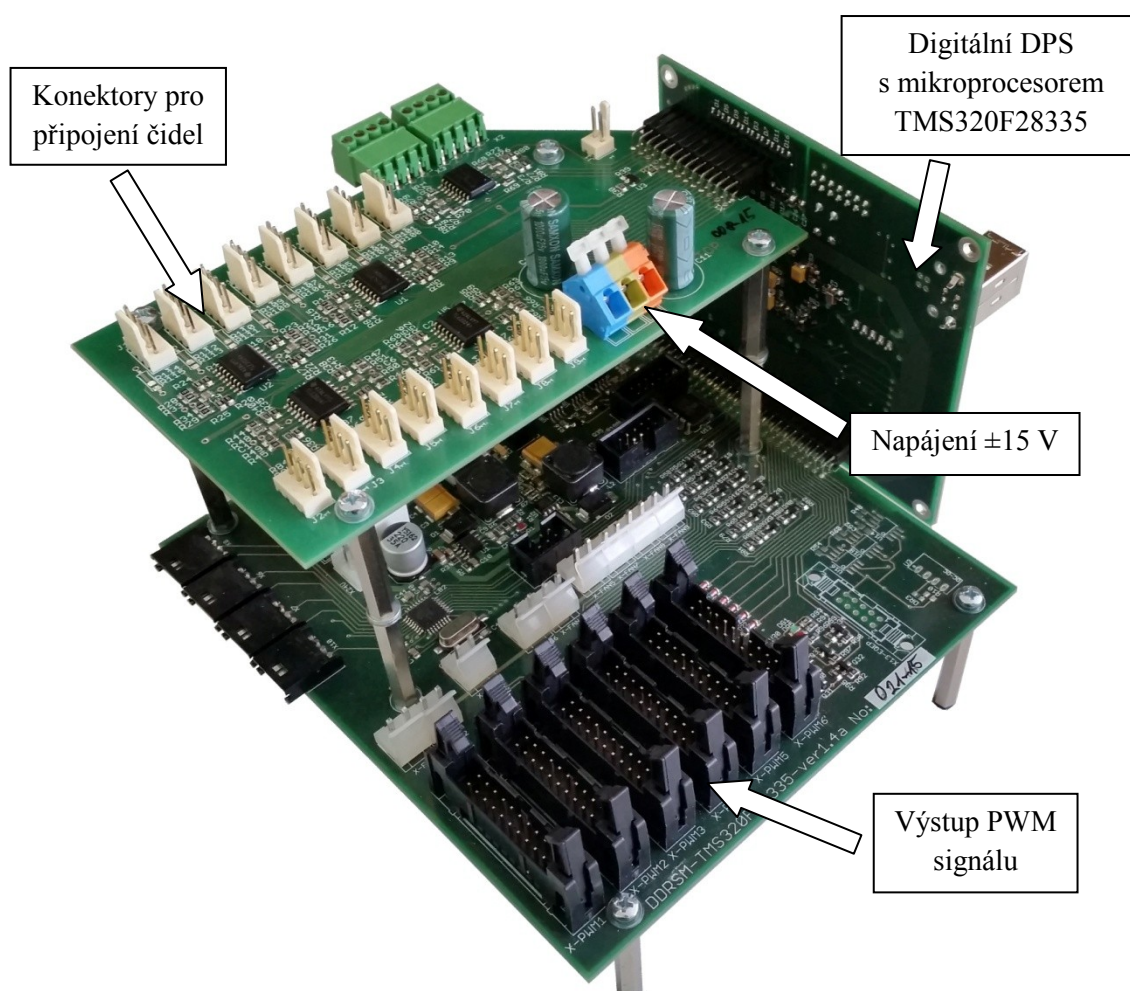
Obrázek 12 - Realizovaný měnič



Obrázek 13 - Výkonová DPS



Obrázek 14 - Sestava čidel napětí a proudu



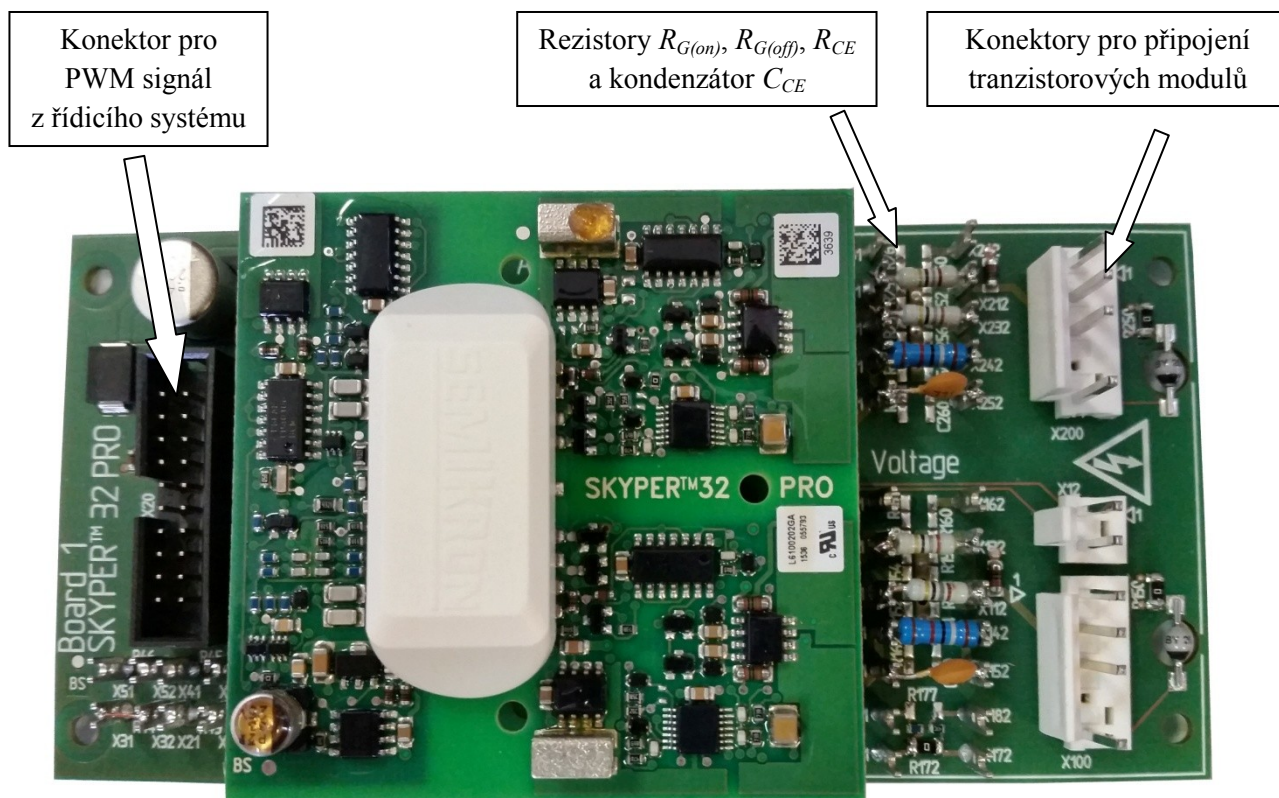
Obrázek 15 - Řídicí systém



Obrázek 16 - Napájecí zdroj pro řídicí systém



Obrázek 17 - Sestava budičů



Obrázek 18 - Budič a přizpůsobovací deska